

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表平11-504480

(43) 公表日 平成11年(1999) 4月20日

(51) Int.Cl.<sup>8</sup>

H 0 4 B 15/00  
1/38  
7/00  
14/02

識別記号

F I

H 0 4 B 15/00  
1/38  
7/00  
14/02

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 54 頁)

(21) 出願番号 特願平8-532809  
(86) (22) 出願日 平成8年(1996) 4月26日  
(85) 翻訳文提出日 平成9年(1997) 10月27日  
(86) 国際出願番号 PCT/US 96/06217  
(87) 国際公開番号 WO 96/34462  
(87) 国際公開日 平成8年(1996) 10月31日  
(31) 優先権主張番号 08/428, 489  
(32) 優先日 1995年4月27日  
(33) 優先権主張国 米国 (US)

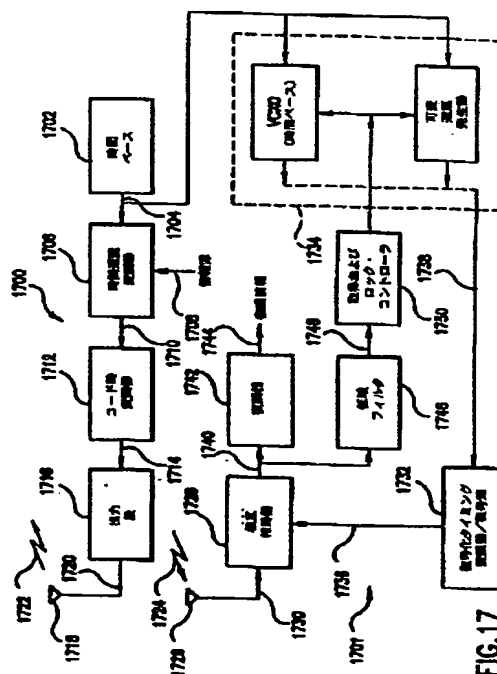
(71) 出願人 タイム ドメイン コーポレーション  
アメリカ合衆国 35806 アラバマ州 ハ  
ンツヴィル オデッセイ ドライブ 6700  
スイート 100  
(72) 発明者 フラートン, ラリー, ダブリュ.  
アメリカ合衆国 35741-9317 アラバマ  
州 ハンツヴィル ウィンブルドン ロ  
ード 120  
(74) 代理人 弁理士 谷 義一 (外3名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 全2重超広帯域通信システムおよび方法

(57) 【要約】

全2重超広帯域通信用のインパルス無線トランシーバ。トランシーバはインパルス無線信号パルスを送信するインパルス無線送信機と、インパルス無線信号パルスを受信するインパルス無線受信機と、インパルス無線送信機およびインパルス無線受信機のいずれかまたは両方と関連づけられた、パルス・インターリーブ通信のためにインパルス無線信号パルスの送信および受信を同期させる手段とを備えている。パルス・インターリーブは送信インパルス無線信号パルスと受信インパルス無線信号パルスとの間の自己干渉を回避する。パルス・インターリーブ通信に加えて、パルスのバーストを2台のトランシーバの間でインターリーブ方式で送信することができる。あるいは、2つの異なるパルス繰り返し数を使用して、インパルス無線信号パルスを同時に送受信する。受信または送信インパルス無線信号パルスのうち選択されたパルスをブランキングするブランキング手段を使用して、干渉を回避することができる。



**【特許請求の範囲】**

1. インパルス無線信号パルスを送信するインパルス無線送信機と、  
インパルス無線信号パルスを受信するインパルス無線受信機と、  
前記インパルス無線送信機および前記インパルス無線受信機的一方と関連づけられた、パルス・インターリーブ通信のために前記インパルス無線信号パルスの前記送信および前記受信を同期させて、前記送信インパルス無線信号パルスと前記受信インパルス無線信号パルスの間の自己干渉を回避する手段と  
を備えていることを特徴とする全2重超広帯域通信用インパルス無線トランシーバ。
2. インパルス無線信号パルスのバーストを送信するインパルス無線送信機と、  
インパルス無線信号パルスのバーストを受信するインパルス無線受信機と、  
前記インパルス無線送信機および前記インパルス無線受信機的一方と関連づけられた、バースト・インターリーブ通信のためにインパルス無線信号パルスの前記バーストの前記送信および前記受信を同期させて、インパルス無線信号パルスの前記送信バーストとインパルス無線信号パルスの前記送信バーストの間の干渉を回避する手段と  
を備えていることを特徴とする全2重超広帯域通信用インパルス無線トランシーバ。
3. 第1のパルス繰り返し数でインパルス無線信号パルスを送信するインパルス無線送信機と、  
前記第1のパルス繰り返し数とは異なる第2のパルス繰り返し数でインパルス無線信号パルスを受信するインパルス無線受信機と、  
前記インパルス無線送信機および前記インパルス無線受信機的一方と関連づけられた、前記インパルス無線信号の前記送信および前記受信を同期させて、前記送信インパルス無線信号パルスと前記受信インパルス無線信号パルスとの間の干渉を最小限にする手段と  
を備えていることを特徴とする全2重超広帯域通信用インパルス無線トランシーバ。

4. 前記受信または送信インパルス無線信号パルスの選択されたパルスをブランキングして、干渉を回避するブランキング手段をさらに備えていることを特徴とする請求項3に記載のトランシーバ。

5. a. 少なくとも2台のインパルス無線トランシーバのうち第1のものに周期タイミング信号を与えるステップと、

b. 情報信号を使用して前記周期タイミング信号を変調して、コード化されたタイミング信号を出力するステップと、

c. 前記コード化されたタイミング信号を時間遅延変調して、変調されたコード化タイミング信号を出力するステップと、

d. 前記変調されたコード化タイミング信号を使用してインパルス無線信号を生成するステップと、

e. 前記インパルス無線信号を前記少なくとも2台のインパルス無線トランシーバのうちの他方のものへ送信するステップと、

f. 前記少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの前記他方において前記送信インパルス無線信号を受信するステップと、

g. 前記少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの他方において、前記ステップfに応答して他のインパルス無線信号を生成し、送信するステップと、

、

h. 2台のインパルス無線トランシーバの間のパルス・インターリーブ通信のための同期した態様で前記ステップa—gを繰り返して、前記少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの各々における自己干渉を回避するステップと

を備えていることを特徴とする少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの間の全2重伝送。

6. a. 少なくとも2台のインパルス無線トランシーバのうち第1のものに周期タイミング信号を与えるステップと、

b. 情報信号を使用して前記周期タイミング信号を変調して、コード化されたタイミング信号を出力するステップと、

c. 前記コード化されたタイミング信号を時間遅延変調して、変調されたコー

ド化タイミング信号を出力するステップと、

d. 前記変調されたコード化タイミング信号を使用してインパルス無線信号を生成するステップと、

e. 前記インパルス無線信号をバーストとして前記少なくとも2台のインパルス無線トランシーバのうちの他方のものへ送信するステップと、

f. 前記少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの前記他方において前記送信バーストを受信するステップと、

g. 前記少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの前記他方において、前記ステップfに応答して他のインパルス無線信号のバーストを生成し、送信するステップと、

h. 前記2台のインパルス無線トランシーバの間の全2重バースト・インターリーブ通信のための同期した態様で前記ステップa—gを繰り返すステップと

を備えていることを特徴とする少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの間の全2重伝送のための方法。

7. a. 少なくとも2台のインパルス無線トランシーバのうち第1のものに第1のパルス繰り返し数の周期タイミング信号を与えるステップと、

b. 情報信号を使用して前記周期タイミング信号を変調して、コード化されたタイミング信号を出力するステップと、

c. 前記コード化されたタイミング信号を時間遅延変調して、変調されたコード化タイミング信号を出力するステップと、

d. 前記変調コード化されたタイミング信号を使用してインパルス無線信号を生成するステップと、

e. 前記インパルス無線信号を前記少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの第2のものへ送信するステップと、

f. 前記少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの前記他方において前記送信インパルス無線信号を受信するステップと、

g. 前記少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの前記他方において、前記第1のパルス繰り返し数とは異なる第2のパルス繰り返し数で他のインパル

ス無線信号を生成し、送信するステップと、

h. 前記2台のインパルス無線トランシーバの間の全2重通信のための前記ステップa～gを繰り返すステップと

を備えていることを特徴とする少なくとも2台のインパルス無線トランシーバの間の全2重伝送ための方法。

8. 前記受信または送信インパルス無線信号の選択されたパルスをブランキングして、干渉を回避するステップをさらに備えていることを特徴とする請求項3に記載の方法。

9. 前記インパルス無線信号パルスが電磁的なものであることを特徴とする請求項1に記載のトランシーバ。

10. 前記インパルス無線信号パルスが音響的なものであることを特徴とする請求項1に記載のトランシーバ。

11. 前記インパルス無線信号パルスが電磁的なものであることを特徴とする請求項2に記載のトランシーバ。

12. 前記インパルス無線信号パルスが音響的なものであることを特徴とする請求項2に記載のトランシーバ。

13. 前記インパルス無線信号パルスが電磁的なものであることを特徴とする請求項3に記載のトランシーバ。

14. 前記インパルス無線信号パルスが音響的なものであることを特徴とする請求項4に記載のトランシーバ。

15. 前記生成ステップが電磁インパルス無線信号パルスの生成を含んでいることを特徴とする請求項5に記載の方法。

16. 前記生成ステップが音響インパルス無線信号パルスの生成を含んでいることを特徴とする請求項5に記載の方法。

17. 前記生成ステップが電磁インパルス無線信号パルスの生成を含んでいることを特徴とする請求項6に記載の方法。

18. 前記生成ステップが音響インパルス無線信号パルスの生成を含んでいることを特徴とする請求項6に記載の方法。

19. 前記生成ステップが電磁インパルス無線信号パルスの生成を含んでいることを特徴とする請求項7に記載の方法。

20. 前記生成ステップが音響インパルス無線信号パルスの生成を含んでいることを特徴とする請求項7に記載の方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 全2重超広帯域通信システムおよび方法

## 発明の背景

## 発明の分野

本発明は通信分野に関し、詳細にいえば、本発明は情報が本質的に同時に送受信される全2重モードを用いた超広帯域インパルス通信トランシーバ・システムおよび方法に関する。

## 関連技術

狭帯域信号で動作する従来のトランシーバは通常、信号の送受信に同一のアンテナを使用している。送信信号と受信信号とは周波数が同じであるか、きわめて近いものであることが普通である。送信モードと受信モードの切換えは、データの各パケットの密度にもよるが極めて高速で行うことができる。

全2重動作は従来は、周波数領域多重アクセス(frequency domain multiple access; 周波数分割多元接続ともいう)または時間領域多重アクセス(time domain multiple access; 時分割多元接続ともいう)(FDMAまたはTDMA)のいずれかによって達成されていた。送信機と受信機とを分離するため、FDMAは周波数フィルタおよびハイブリッドを使用しており、一方TDMAは送信機と受信機が動作を交番するデューティ・サイクル手法(duty cycle scheme)を使用している。

FDMA全2重音声通信システムの例としては、異なる送信周波数と受信周波数で動作するアマチュア無線送信機がある。例えば、分離された周波数は144 MHzと436 MHzであることができる。このようなシステムにおいては、アンテナが通常別々になっており、フィルタを受信機に使用して、隣接する

送信アンテナからの送信雑音を排除する必要がある。これを行わなければ、受信機に自身の送信機からの過負荷がかかりやすくなる。

インパルス無線技術は、これに対し、定義上超広帯域のものである。インパルス無線の最初の記述は本発明者の多数の米国特許明細書に見出せる。これらのうちの3件は米国特許第4641317号(1987年2月3日発行)、同第48

13057号(1989年3月14日発行)、および同第4979186号(1990年12月18日発行)である。インパルス無線の超広帯域性により、インパルス無線システムを改変して、従来の全2重手法を使用することは困難である。

インパルス無線技術において全2重を達成するためには、ハンドヘルド(携帯形)・トランシーバ用に送信および受信に別々のアンテナが必要である。これは同じアンテナを使用して送信を行えるようにするのに十分な速さで、受信機をアンテナから切断することができないからである。したがって、インパルス無線アンテナのサイズは、比較的小さいものでなければならない。

多数のユーザがお互に通信を行うインパルス無線システムでは、ユーザ全員が同じサイズのアンテナを有していることが必要である。さらに、同一帯域幅でのインパルス無線通信の場合にも、送信アンテナと受信アンテナとが同じサイズであると考えられる。これらの制約事項は、送信機と受信機が両方とも同じ超広帯域周波数帯域幅で動作しなければならないため、インパルス無線技術における全2重の実施を複雑なものとする。

インパルス無線技術は信号が目的の受信機に到達してから、次のパルスが送信されるまでに時間がほとんどかからないほどの高速で動作することを可能とする。この状況により、2台のトランシーバ・ユニットの間の空間に数個のパルスが存在するようになる。移動体通信におけるように2台のトランシーバ・ユニットの間に動きがある場合は、送信機と受信機とが同時に動作しなければならない、避けることのできない状態が発生する。

移動体環境において全2重モードで動作するためには、送信機と受信機との間の距離が $C/R$ の倍数(ただし、 $C$ は光の速度、 $R$ は繰り返し数である)だけ増減した場合はいつでも、送信機と受信機とが同時に動作することが必要となるで

あろう。例えば、 $R=100$ 万パルス/秒である場合、これらの地域は約300メートルになるといったものである。全2重モードの動作はきわめて望ましいものではあるが、この結果はそれを行うのを非実用的なものとする。

課題はきわめて明白である。どうすれば、インパルス無線受信機はそれ自体の



隣接する送信アンテナによって送信されたはるかに強力なインパルス無線信号が存在しているときに、他のインパルス送信機が送信した信号と区別することができるかということである。解決策として必要なものは、インパルス無線技術に適用できる、送信信号と受信信号の間の干渉を回避する技法である。

#### 発明の要約

本発明は全2重超広帯域通信用のインパルス無線トランシーバを対象とする。このトランシーバはインパルス無線信号パルスを送信するインパルス無線送信機と、インパルス無線信号パルスを受信するインパルス無線受信機と、インパルス無線送信機およびインパルス無線受信機のいずれか、あるいは両方に関連づけられた、パルス・インターリーブ通信用にインパルス無線信号パルスの送信および受信を同期化する手段とを備えている。パルス・インターリーブは送信されたインパルス無線信号パルスと受信されたインパルス無線信号の間の自己干渉を回避する。パルス・インターリーブ通信に加えて、パルスのバースト(burst)をインターリーブ方式で2台のトランシーバの間で送信することができる。

あるいは、本発明は異なる繰り返し数での送受信によって、オーバラップ状態を空間分布と無関係な一定速度で生じさせる同時動作を回避する。オーバラップ状態を解決するために、インパルス無線受信機は1秒あたりに生じる数個のオーバラップ・パルスの間は動作を中止させる論理を用いている。

それ故、本発明はインパルス無線において同一のアンテナを使用して情報の送受信を同時に行うことのできるシステムおよび方法を対象とする。

本発明の一実施の形態では、通信中の2台のトランシーバ・ユニットの間の距離を連続的に変動させることが可能となり、いずれかのユニットがモノサイクル(単一サイクル)を送信してから、望ましくないクロストークを引き起こす時間

内にその関連する受信機を動作させる必要がない。これは送信および受信方向の各々に対して若干異なる繰り返し数(repetition rate)を使用することにより、また2つの繰り返し数の間のビート期間が情報を含んでいるインパルス信号の受信の直前に、またはこの受信と同時にすぐに送信を必要とする期間の間、送信機をオフとすることによって達成される。

## 図面の簡単な説明

図1 Aおよび図1 Bは時間域および周波数域のそれぞれにおける、本発明による2 GHz 中心周波数モノサイクルを示す図である。

図2 Aおよび図2 Bは時間域および周波数域のそれぞれにおける、本発明によるパルスが1 ns の1 m p p s システムを示す図である。

図3は変調に比例してパルス繰り返し間隔(PRI)を変化させる本発明による変調信号を示す図である。

図4は本発明による周波数域でのエネルギーの分布に対する疑似乱数ディザの影響(impact)を説明するグラフである。

図5は本発明によるインパルス無線信号に重なった狭帯域正弦(干渉)信号の結果を示す図である。

図6は本発明によるインパルス無線受信機の「相互相関器」伝達関数を示す図である。

図7は本発明によるインパルス無線マルチパス(多重通路)効果を示す図である。

図8は本発明によるマルチパスの位相を示す図である。

図9は本発明による全2重インパルス無線システムを表すブロック図である。

図10はトランシーバにおける送信パルスおよび受信パルスのタイミングを示す図である。

図11はインパルス無線送信機と受信機間のコンテンション帯域(競合帯域)を示す図である。

図12は本発明の一実施の形態による、インパルス無線送信機と受信機間のコンテンション帯域の影響を最小限とするための遅延送信技法を示す図である。

図13は本発明の一実施の形態による、全2重インパルス無線通信のためのパルス・インターリーブ技法の流れ図である。

図14は本発明の一実施の形態による、全2重インパルス無線通信のためのパースト・インターリーブ技法の流れ図である。

図15は2台の通信中のトランシーバに関する、異なるパルス反復周波数を使

用した本発明の他の実施の形態に対する例示的なパルスを示す図である。

図16は本発明による相互相関プロセス（処理工程）を示す図である。

図17は本発明の一実施の形態による全2重通信用のインパルス無線トランシーバの代表的な図である。

図18は本発明の他の実施の形態による全2重通信用のインパルス無線トランシーバの代表的な図である。

図19は本発明の好ましい実施の形態による、同期パルス・インターリーブを実行するトランシーバの例示的なブロック図である。

図20はパルス・インターリーブ通信用の遅延を実行するための流れ図である。

図面において、同じ参照番号は同一または機能的に類似した要素を示す。さらに、参照番号の左端の数字はその参照番号が最初に示された図面の図番を示す。

## 好ましい実施の形態の詳細な説明

### 目次

I.	概要	7
II.	技術的な基本事項	8
	A. ガウス・モノサイクル	8
	B. パルス列	10
	C. 変調	11
	D. エネルギー平滑化およびチャネル化のためのコーディング	11
	E. 受信および復調	12
	F. 妨害耐性	13
	G. 処理ゲイン	13
	H. 容量	14
	I. マルチパスおよび伝搬	15
III.	インパルス無線通信システム用の全2重	16
	A. システム性能に対するディザ・ウィンドウの幅の影響	23
IV.	例示的なトランシーバのハードウェア	24

A. 送信機	24
B. 受信機	25
C. 時間ハンドオフ	26
D. 差動速度デュプレックス	28
V. その他の考慮事項	28
VI. 結論	29

## I. 概要

本発明によるインパルス無線技術は無線通信用に広く適用できるものである。インパルス無線が持続波（CW）搬送波ベース方式ではないため、副搬送波を使用することは、時間域・インパルス無線設計に対する的確で、反直感的な追加分となる。信号対雑音比はそれにより、非副搬送波インパルス無線送信に比較してかなり改善される。

インパルス無線機は一般に次のものを備えている。即ち、持続期間の短いパルス；通常50MHzと10ギガヘルツ（GHz）の間の中心周波数；中心周波数の100+%の超広帯域。低利得のアンテナを使用した場合でも、サブミリワット未満の平均電力レベルによる数マイルの範囲；きわめて低い電力スペクトル密度。他の複雑な無線設計、特に広いスペクトラム拡散方式よりも低コスト；他の伝送系からの妨害およびマルチパス・フェージングに対する優れた不感応性を備えている。

インパルス無線機は特別優れたマルチパス不感応性を有しており、特にスペクトラム拡散無線機と比較し、比較的単純であり、構築コストが低い。インパルス無線システムの消費電力は、既存の従来の無線機よりも実質的に低い。さらに、インパルス無線システムの占有空間は、既存の携帯形通信トランシーバよりも小さい。これらの特性のため、インパルス無線はパーソナル通信システムおよび屋内通信システムをはじめとして広い用途で最適な技術である。

本願と同一出願人に譲渡された同時係属米国特許出願第08/309,973号（1994年9月20日出願、名称「超広帯域通信システムおよび方法」、これは参照することにより本明細書の一部となる。これを以下'973号出願と呼

ぶこととする)には、以下のインパルス無線の特徴が記載されている。即ち、インパルス無線副搬送波の使用、コード時間遅延および副搬送波時間遅延に使用される時変調器、時変調器の線形化、インパルス無線通信を使用したデジタル・データの変調に対する疑似マンチェスタ・コーディング、およびインパルス無線信号のロックを取得し、維持するためのインパルス無線受信機に対するロック取得手法が記載されている。

以下の第II節および第III 節で本発明を詳述する。

第II節は技術的な基本事項に関するものであり、インパルス無線の概念、ならびに通信理論のその他の関連する態様を紹介するものである。第III 節はインパルス無線通信システムの全2重化に関するものである。この節にはインパルス無線トランシーバの全2重動作についての理論に関する項目が含まれている。

## II. 技術的な基本事項

上述したように、本節は技術的な基本事項に関するものであり、インパルス無線の概念、ならびに通信理論のその他の関連する態様を紹介するものである。本節にはガウス・モノサイクル・パルス、ガウス・モノサイクル・パルスのパルス列、変調、コーディング、およびこれらの概念の定性的および定量的な特性に関する事項が含まれている。

インパルス無線送信機は厳密に制御された平均パルス間隔で短いガウス・モノサイクル・パルスを放出する。インパルス無線送信機は20~0.1ナノ秒(ns)のパルス幅および2~5000nsのパルス間隔を使用する。これらの狭いモノサイクル・パルスは本質的に、広帯域の周波数特性を有している。

インパルス無線システムはパルス位置変調を使用しており、その実際のパルス間隔はパルスごとに、2つの成分、すなわち情報成分および疑似乱数コード成分だけに基づいて変動する。スペクトラム拡散システムと異なり、疑似乱数コードはエネルギーの拡散に必要なのではなく(インパルス自体が本質的に広帯域であるため)、むしろチャネル化、周波数域におけるエネルギーの平滑化、および妨害(ジャミング)抵抗に必要なものである。

インパルス無線受信機は相互相関器フロント・エンドを備えた直接変換受信機

である。このフロント・エンドは電磁パルス列を1段のベースバンド信号に可干渉性で変換する。インパルス無線受信機は複数のパルスを統合して、送信された情報の各ビットを復元する。

#### A. ガウス・モノサイクル

インパルス無線技術のもっとも基本的な要素は、本明細書ではガウス・モノサイクル・パルスとも呼ぶガウス・モノサイクルの実用的な実施である。ガウス・

モノサイクルはガウス関数の1次導関数である。図1Aおよび図1Bは時間域および周波数域（それぞれ、102および104参照）における2GHz中心周波数（すなわち、0.5nsのパルス幅）のモノサイクル・パルスである。（実用上、完全なガウス・モノサイクルの伝送は行えない。周波数域においては、このことにより、信号の帯域幅が若干狭くなる。）インパルスと呼ばれることもあるこれらのモノサイクルはゲートでコントロールされた正弦波ではない。

ガウス・モノサイクル波形は生来広帯域幅の信号であり、中心周波数と帯域幅がパルスの幅によって完全に決定されるものである。時間域において、ガウス・モノサイクルは次の式によって数学的に記述される。

$$V(t) = A \frac{\sqrt{2e}}{\tau} t e^{-\frac{t^2}{\tau^2}} \quad (1)$$

ただし、Aはパルスのピーク振幅、

tは時間、および

$\tau$ （タウ）は時間減衰定数である。

周波数域において、ガウス・モノサイクルのエンベロープは次のようになる。

$$V(\omega) = A \omega \tau^2 \sqrt{2\pi e} e^{-\frac{\omega^2 \tau^2}{2}} \quad (3)$$

中心周波数はこの場合、次のようになる。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \text{ Hz} \quad (4)$$

cに関し、3dB降下点（電力）は次のようになる。

$$f_{\text{center}} = 0.319 \text{ c}; \quad f_{\text{edge}} = 1.922 \text{ c}. \quad (5)$$

それ故、帯域幅は中心周波数の約160%となる。 $\tau$  (タウ) もパルス幅を定義するものであるから、パルス幅は中心周波数と帯域幅の両方を規定する。実用上、モノサイクル・パルスの中心周波数はその長さのほぼ逆数であり、その帯域幅は中心周波数の約1.6倍となる。それ故、図1Aおよび図1Bに示した「0.5 ns」のパルスの場合には、次のようになる。

$$f_c = 2.0 \text{ GHz}; \quad \Delta f_c = 3.2 \text{ GHz}. \quad (7)$$

#### B. パルス列

インパルス無線システムは通信に単一パルスではなく、パルス列を使用する。以下の第III節で詳述するように、インパルス送信機は情報の各ビットに対するパルスの列を発生し、出力する。

本発明者らが作成したプロトタイプ (原器) は1秒当たり0.7~10メガパルス (mmps。ただし、各メガパルスは106パルスである) のパルス反復周波数を有している。図2Aおよび図2Bは時間域および周波数域 (それぞれ、102および104参照) に (未コード化で、未変調の) 1 nsのパルスを有している1 mppsのシステムを示す図である。周波数域において、このきわめて規則的なパルス列は1メガヘルツ間隔でエネルギー・スパイク (くし歯線204) を生じ、それ故、すでに低くなっている電力がくし歯線204の間に拡散される。このパルス列は情報を搬送しておらず、またエネルギー・スパイクの規則性のため、短距離にある従来の無線システムに干渉することがある。

インパルス無線システムのデューティ・サイクルがきわめて低いため、時間域における平均電力は時間域におけるピーク電力よりもはるかに低いものとなる。図2Aおよび図2Bの例においては、例えば、インパルス送信機は0.1%の時間 (すなわち、マイクロ秒 (マイクロ秒 ( $\mu$ s) 当たり1 ns) で動作する。

インパルス無線システムが実際に情報を通信できるようにするためにパルス列を変調するには付加的な処理が必要である。この付加的な処理は周波数域におけ

るエネルギーの分布の平滑化も行うことで、インパルス無線伝送（例えば、信号）による従来の無線システムへの干渉を最小限とする。

### C. 変調

振幅および周波数／位相変調はこの特別な形態のインパルス無線通信には適していない。唯一の適切な選択肢はパルス位置変調であって、これにより受信機で整合フィルタ（すなわち、相互相関器）を使用することが可能となる。図3に示すように、変調信号はパルス反復間隔（PRI）を変調に比例させて変更する。

変調信号が3つのレベルを有しているものとする、第1のレベルはパルスの生成を公称(nominal)状態から前方へ $\theta$ ピコ秒（ps）だけシフトする。第2のレベルはパルス位置を公称状態からまったくシフトしない。第3のレベルはパルスを $\theta$ psだけ遅らせる。これはデジタル変調手法ということになる。アナログ変調は $PRI - \theta$ と $PRI + \theta$ の間の連続的な偏移を可能とする。インパルス無線システムにおいて、 $\theta$ の最大値は $t/4$ である（ただし、 $t$ =パルスの時間）。時間の測定は連続したモノサイクルにおいてモノサイクル波形の同じ部分で行われるものと想定する。

周波数域において、パルス位置変調はエネルギーをより多くの周波数に分散させる。例えば、変調ディザ（d）が100psである1mppsシステムの場合、PRIは1000000ヘルツ（Hz）であり、付加的な周波数成分は999800.04Hz、999900.01Hz、1000100.01Hzおよび1000200.04Hzである。（ディザは時間によるパルス位置の移動に対するインパルス無線通信の用語である。）送信エネルギーは周波数域においてより多くのスパイク（くし歯線）に分散されている。総送信エネルギーが一定のままである場合、各周波数スパイクにおけるエネルギーは、可能なパルス位置の数が増加すると減少する。それ故、周波数域においては、エネルギーはより円滑に分散される。

### D. エネルギー平滑化およびチャネル化のためのコーディング

受信機が相互相関器であるため、100%変調に必要とされる時間位置変調の量は $f_c/4$ （ただし、 $f_c$ は中心周波数）の逆数によって計算される。例え



ば、中心周波数が1.3GHzのモノサイクルの場合、これは±157 (ps)

の時間位置変調に対応している。時間ディザのこのレベルにおけるスペクトル平滑化はごくわずかである。

インパルス無線は変調ディザよりもはるかに大きいPNコード・ディザを各パルスに適用することによって、最適な平滑化を達成する。図4は周波数域におけるエネルギー分布に対する疑似乱数ディザの影響を示すグラフである。図4は図2Bと比較して、無コード化信号に関して256位置のPNコードを使用する影響を示している。

PNディザリング（ディザ処理）はチャネル化ももたらす（チャネル化は1つの通信路を多数のチャネルに分割するために用いられる手順である）。無コード化システムにおいて、個別の送信機間の区別はきわめて困難である。PNコードそのものが比較的直交しているものである場合（すなわち、使用されるコードの間の相関および／または干渉が低い場合）、PNコードはチャネルを創成する。

#### E. 受信および復調

限定された領域内に多数のインパルス無線ユーザがいる場合、相互干渉が生じることがあるのは明らかである。さらに、PNコーディングを使用すると、この干渉が最小となるが、ユーザ数が増大すると、あるユーザのシーケンスからの個々のパルスが他のユーザからのパルスと同時に受信される可能性が順次高くなる。幸いなことに、本発明によるインパルス無線の実施態様は、すべてのパルスの受信に依存するものではない。インパルス無線受信機は多くのパルスの統計的サンプリングを使用して、送信情報の復元を行う相関同期受信機能（RFレベルにおける）を実行する。

インパルス無線受信機は通常、200以上のパルスを統合して、復調出力をもたらす。受信機が統合するパルスの最適数はパルス繰り返し率(pulse rate)、ビット伝送速度、ジャミング・レベル、および範囲を含むいくつかの変数によって左右される。

#### F. 妨害耐性

チャネル化およびエネルギー平滑化の他に、PNコーディングはインパルス無線を、他のインパルス無線送信機を含むすべての無線通信システムからのジャミングに対してきわめて耐性の高いものにもする。このことは、インパルス信号が占有している帯域内の他の信号がインパルス無線に対する妨害源として作用するため、重要である。インパルス・システムに利用できる割り振られていない1GHz超の帯域が存在しないため、これらのインパルス・システムは悪影響を受けることなく、他の従来の無線機およびインパルス無線機とスペクトルを共用しなければならない。PNコードはインパルス・システムが意図されたインパルス伝送と他からの伝送とを区別するのに助けとなる。

図5はインパルス無線信号504に重なった狭帯域の正弦曲線を描くジャミング（干渉）信号502の結果を示す。インパルス無線受信機において、相互相関器への入力はこの狭帯域信号502、ならびに受信した超広帯域インパルス無線信号504を含むものとなる。PNコーディング（符号化）を行わないと、相互相関器はジャミング信号がインパルス無線受信機に重大な干渉を引き起こすような規則性でジャミング信号502をサンプルすることとなる。しかしながら、送信インパルス信号がPNコード・ディザによって符号化されている（かつ、インパルス無線受信機が同一のPNコード・ディザと同期がとられている）場合、相互相関器はジャミング信号をランダムにサンプルする。本発明によれば、多くのパルスを統合すると、ジャミングの影響が打ち消される。

統計的にいうと、受信プロセスの時間的な疑似乱数化によって、ゼロを平均とする（ジャミング信号に対して）ランダムに分散した値のストリームが生成される。したがって、妨害源の影響を排除するには、十分な数のパルスについてサンプルして（すなわち、十分に多くの数のパルスを統合して）、ジャミング信号の影響をゼロにするだけでよい。

#### G. 処理ゲイン

インパルス無線はその処理ゲイン（利得）が高いため、妨害に対して耐性がある。スペクトラム拡散方式の場合、広帯域通信を使用した場合のチャネル干渉の

減少を定量化する処理ゲインの定義は、情報信号の帯域幅に対するチャネルの帯

域幅の比である。例えば、情報帯域幅が10 kHzで、チャネル帯域幅が16 MHzの直接スペクトル拡散(direct sequence spread spectrum)システムは、1600すなわち32 dBの処理ゲインをもたらす。しかしながら、インパルス無線システムでははるかに大きい処理ゲインが達成され、情報帯域幅が同じ10 kHzで、チャネル帯域幅が2 GHzの場合、処理ゲインは200,000すなわち53 dBである。

デューティ・サイクル（たとえば、0.5%の）は28.3 dBの処理ゲインをもたらす。（この処理ゲインは一般に、受信情報信号の帯域幅に対する受信信号の帯域幅の比である。）情報を復元するための多数のパルスの統合（例えば、200以上のパルスの統合）による有効オーバーサンプリングは28.3 dBの処理ゲインをもたらす。毎秒50キロビット(kbps)を伝送する10 mppsリンクによって2 GHzを分割すると、49 dBの処理ゲインとなる（すなわち、100 nsのパルス反復間隔で分割した0.5 nsのパルス幅は0.5%のデューティ・サイクルを有し、50000 bpsで分割した10 mppsはビット当たり200個のパルスを有する）。

#### H. 容量

理論的な分析によると、インパルス無線システムがセル当たり数千の音声チャネルをもてることが示唆されている。インパルス無線システムの容量を理解するためには、相互相関器の性能を慎重に検討する必要がある。図6は「相互相関器転送関数」602を示す。これは所与の受信パルスに対するインパルス無線受信機の相互相関器の出力値を表している。604に示すように、パルスが相互相関ウィンドウ（窓）606の外部に到着した場合、相互相関器の出力は0ボルトである。受信パルス608がウィンドウに滑り込むと、相互相関器の出力が変動する。パルスがウィンドウの中心よりも $\tau/4$ 前方にある（610で示すように）場合、最大値（例えば、1ボルト）となり、ウィンドウの中心にある（612に示すように）場合、0ボルトとなり、中心よりも $\tau/4$ 後方にある（図示せず）場合、最小値（例えば、-1ボルト）になる。

受信システムが目的送信機と同期している場合、相互相関器の出力は±1ボルト

トの間で揺れる（送信機の変調の関数として）。他の帯域内送信は相互相関器の出力値に対する変動を引き起こすこととなる。この変動はランダムに変化するものであり、平均値が0のガウス白色雑音信号としてモデル化できるものである。干渉源(interferer)の数が増加すると、これに直線的に比例して変動が増加する。多数のパルスを統合することにより、受信機は送信信号の変調値の見積を行う。数学的にいうと、次のようになる。

$$\text{見積の変動} = \frac{N\sigma}{\sqrt{Z}} \quad (8)$$

ただし、N=干渉源の数、

$\sigma$  は単一の相互相関に対するすべての干渉源の変動、

Zは変調を復元するために受信機が統合するパルス数である。

これは、同時にユーザの数が増加していくと、リンクの品質が徐々に（突然に、ではなく）劣化するため、通信システムに対しての良好な関係となっている。

#### I. マルチパスおよび伝搬

正弦システムの基礎であるマルチパス・フェージングは、インパルス・システムでは従来の無線システムにおけるほど問題になることははるかに少ない（すなわち、規模の程度も少ない）。事実、セルラ通信ではきわめて顕著なものであるレイリ・フェージングは持続波現象であって、インパルス通信現象ではない。

インパルス無線システムにおいては、マルチパス効果が存在するためには、特別な条件が持続しなければならない。まず、散乱パルスが通過する経路の長さはパルスの幅×光の速度未満でなければならない。第2に、送信機において連続して放出されるパルスは時間コーディングの相関解除(decorrelation)の利点を無視して、受信機に同時に到着する。

前者の場合（1ナノ秒のパルスでは）、0.3メートル、すなわち約1フィー

トに等しくなる（すなわち、 $1 \text{ ns} \times 300,000,000 \text{ メートル/秒}$ ）。（「経路1」を通過するパルスが直接路n<sub>0</sub>パルス後、半パルス幅で到着する場合については、図7参照。）

後者の場合（1メガパルス/秒のシステムでは）、300、600、900メ

ートルなどを余分に通過することに等しい。しかしながら、個々のパルスの各々が疑似乱数ディザの対象となるため、これらのパルスは相関解除される。

これらの区間を通過するパルスが自己干渉を引き起こすことはない（図7において、これは経路2を通るパルスによって表されている）。しかしながら、図7においてもっとも幅の狭い楕円で示されているグレージング(grazing)路を通るパルスは、インパルス無線マルチパス効果を生じる。

図8において802で示すように、マルチパス・パルスがさらにパルス幅の半分の幅を通過すると、このパルスは受信信号の電力レベルを増加させる（マルチパス・パルスの位相は反射面によって反転される）。このパルスがさらにパルス幅の半分未満を通過した場合、804で示すように、破壊的干渉を生じる。例えば、1 ns のパルスの場合、破壊的干渉が生じるのは、マルチパス・パルスが0～15 cm（0～6インチ）を通過した場合である。

インパルス無線システムのテスト（インパルス・レーダ・テストを含む）は、マルチパスが実際の動作において重大な問題を何ら提起しないことを示唆している。さらに、もっと短いパルス幅も考えられており、これは破壊的干渉の可能性をさらに少なくするものである（破壊的干渉に必要とされる反射経路長さが短くなるため）。

### III. インパルス無線通信システム用の全2重

全2重インパルス無線通信システムの代表的なブロック図を、図9に示す。第1のトランシーバ（A）902は送信機（T1）904と受信機（R1）906とを備えている。第2のトランシーバ（B）908は送信機（T2）910と受信機（R2）912とを備えている。トランシーバ902および908は空気、空間、あるいは超広帯域信号を伝搬できるその他の媒体などの伝搬媒体914によって分離されている。送信インパルス無線信号916はT1 904および

R2 912の間、ならびにT2 910およびR1 906の間を伝搬媒体914を介して伝搬する。

超広帯域インパルス無線システムにおける全2重伝送の目的は、ウォークトーカー（すなわち、プッシュトーク・シンプレクス操作）ではなく、電話に類似

した情報の2方向伝送を提供することにある。超広帯域信号が全電磁スペクトル、あるいは少なくともそのきわめて大きい部分を利用しているため、従来の方法である周波数領域2重化以外の技法を使用する必要がある。このため、本発明者らは全2重インパルス無線通信用にパルス・インターリーブ技法を開発した。

例えば、図10を参照すると、送信機T1 904が変調パルス1002の列を送出した場合、受信機R1 906はT1が送信したパルス1002の間の期間内に送信機T2 910から送信されたパルス1004を受信する必要がある。

この実施態様での複雑化の要因の1つは、送信機/受信機対番号1（すなわちトランシーバ1およびトランシーバ2）の間のある連続した範囲において、一方または他方がまったく同時に送信および受信を行う必要があるということである。しかしながら、同時送受信に必要な受信機のダイナミック・レンジは広すぎて、機能を発揮することができない。このことは、パルス繰り返し数によって決定されるいくつかの離散した位置において、各トランシーバが送信および受信を同時に行う必要があることを意味する。図11に示すように、T1 904が送信したパルス1102およびT2 910が送信したパルス1104はコンテンション帯域（競合帯域）と呼ばれる位置において互いに完全に重なり合っている。一連のこれらのコンテンション帯域が存在しており、これらは実際上除去することができない。トランシーバの一方または両方が可動である場合、これらが互いに関して運動すると、さらにコンテンション帯域が生じる。

本発明の実施の形態によれば、T1 904はR1 906がT2 910からのパルス1204を受信してから10ナノ秒（ns）後に、各パルス1202を放出するように設定されている。この送信遅れを図12に示す。これは、例えばトランシーバ1における送信機と受信機の間干渉を軽減する。T1 904が1パルスの受信後に送信を行った場合、これらのパルスが干渉することはない。T1 904が全期間（1期間は約5 nsである）の間待ってから、送信するため、以前のパルスによる雑音のほとんどは現在のパルスが送信される前に消滅してしまう。しかしながら、若干のコンテンション帯域1206は2台の送信機

の間に依然存在している。

これらのコンテンション帯域1206を解決する最も簡単な方法は、パルスの受信後、送信前に、第1のトランシーバに、例えば10nsまたは100nsの遅れを選択させることである。これは、例えば、パルス1210を点1212へ移動させて（時間的な位置で）、自己干渉を回避することによって、点1208における干渉を除去する。

さらに、すべての場合に、各パルスも上述のように時間ディザ・コーディングされていることに留意することが重要である。本明細書において、これらは単純化のため、時間ディザ・コーディングされていないものとして示されている。それ故、時間ディザ・コーディングは干渉1208の除去にさらに役立つものである。

パルス・インターリーブのための信号取得に必要なステップを、図13の流れ図に示す。動作時に、T1 904はステップ1302に示すように、R2 912への送信を開始する。R2 912は検波のために走査を行い、その走査機構によってロックを取得する（ステップ1304参照）。ロックが取得されると（ステップ1306参照）、これに付随した送信機（T2 910）はステップ1308に示すように、送信を開始することができる。R1 906が次いで検波のために、ステップ1310において走査を行う。R1 906がコンテンション帯域内にいたような場合には、T2 910にロックすることはない。したがって、メッセージ・レベルにおいて、R1 906はT1 904によってこれに伝えられる確認メッセージ（ACK）1306を待ってから、送信機受信

タイミング遅れとして、10nsを使うのか、100nsを使うのかを判断しなければならない。R1 906がT2 910を取得したとのACKをまったく受信しなかったり、あるいはある時間後にこのACKを受信しなかったりした場合には、T2 910がタイムアウトとなり、その送信パルス・タイミングを、例えば、100nsシフトさせてから、再度試行する。これらのステップは一般に、ステップ1312、1314、1316および1318における条件ループによって示される。

R2 912がステップ1322に示すように、ロックを取得した場合(すなわち、ステップ1320で送られたT1 904からのACKを受信した場合)、T2 910はステップ1324で戻りACKを送信し、リンクが確立され、トランシーバがロックされる。

タイムアウトはR2 912がディザ・コードのモジュロ全体にわたってT1 904からのパルスを走査するのに必要とする最大期間であることが好ましい。256ビット・コード、および10nsというかなり小さいコードのディザの場合、タイムアウトは最長20秒とすることができる。タイムアウトが生じるのは、最初のロックのときだけである。トランシーバがコード～遅延値を切り替える場合には、タイムアウトは必要ない。パルス・インターリーブ技法の実施態様を単純化するためには、パルス・インターリーブ全2重が、テレメータやトランスポンダ・タイプのシステムなどの多くの通信用途ではきわめて経済的である。好ましい実施の形態において、受信機はコールド・スタート(cold start)が必要ないように、オンのままにしておくことができる。

上述したように、移動体環境は独特なコンテンション帯域の問題をもたらす。したがって、以下の実施の態様では、移動体環境を明示的に取り扱い、デッド・ゾーン～コンテンション帯域の問題に対する不感応性(immunity)を特に対象とする。

これらの問題を対象とする本発明の実施の形態の1つは、バースト・インターリーブ方式である。バースト・インターリーブ方式によれば、競合はまったくなくなる。バースト・インターリーブ方式を図14の流れ図に示す。T1 904は、例えば、長さが10マイクロ秒であるバーストを送信することによって、プ

ロセスを開始する(ステップ1402参照)。例示的な実施の形態において、各バーストは2メガパルス/秒の速度で20個のパルス、あるいは5メガパルスの速度で50個のパルスを含んでいる。この最初に送信されるバーストは、R2 912による伝搬遅延(すなわち、範囲遅延)および走査遅延によるある長さの時間後に、R2 912によって受信される(ステップ1404参照)。範囲遅延は約5.2マイクロ秒/マイル(約5200フィート)、または約1フィート



／ナノ秒に相当する。

この受信バーストの終了時に、R2はロックされ（ステップ1406参照）、T2 910が情報変調を含んでいるバーストを送信し（ステップ1408参照）、同じ範囲遅延後に、R1が検波のための走査を行い（ステップ1410）、ロックされる（ステップ1412）。バースト間のタイミングが十分なものである場合、トランシーバ間の位置または範囲のいかなる状況においても、バースト衝突が生じることはない。基準となるのは、バースト間の遅延が往復遅延(round trip delay)およびバースト幅に対応するのに十分なものであることである。実用上、バーストは再送信が必要とされる前に、この受信機における受信時間のマージンをすべて使い切ってしまう前にできるだけ離れている必要がある。トランシーバは次いで、ステップ1414、1416、1418および1420に示すように取得メッセージを交換して、ロック・プロセスを完了する。

本発明の他の実施の形態は超広帯域インパルス無線システムにおいて全2重通信を達成するために符号分割多元接続(CDMA)を使用する。この変形において、T1 904およびT2 910は異なる時間ディザ・コードで動作し、ディザ・ウィンドウは全フレームにほぼ等しいため、連続した各パルスがパルスを分離している期間内にどこにでも出現することができる。(ディザ・ウィンドウはディザ・コードによって位置変調された場合に、モノサイクルが生じることのできる期間である。) T1 904およびT2 910はこれらの間の時間遅延が相関解除を可能とするため、同じディザ・コードを使用することもできる。しかしながら、通常は、異なる時間ディザ・コードで動作する。

この実施の形態において、T1 904は送信後のある長さの時間、例えば

10 ns以内にエネルギーを受信するのを防止するブランキング・パルスを生成する。これにより、ローカル環境におけるアンテナがエネルギーを低下すなわち減衰させて、考えられる受信パルスに合わせて受信機を動作させることが可能となる。例えば、期間が200 ns（5メガパルス／秒の繰り返し数である）で、0.5 nsのパルス幅（すなわち、2ギガヘルツの中心周波数）は1/400（すなわち、0.25%）のサイクルを生じる。

放出された送信パルスに等しいブランキング・パルスは、しかしながら、完璧に効果的なものというものではない。環境およびアンテナで低下する十分なエネルギーが依然存在しており、これは重大な自己干渉を引き起こすことがある。統計的にいうと、パルスは約 $1/400$ パルスだけで完全に自動整合することができる。 $10\text{ ns}$ のブランキング・ウィンドウは受信パルスがそのブランキング・ウィンドウ内にある確率を最大 $1\%$ 上昇させる。 $1\%$ の確率は $1\%$ のエネルギーが受信機によって放棄されることを意味する。送信エネルギーのわずか $1\%$ の損失は全2重動作を行わせるのにきわめてわずかな負担である。この $1\%$ の低下はほとんど測定できない。

さらに他の実施の形態は周波数分割多元接続(FDMA)であり、「周波数」という言葉はパルス反復周波数のことで、この用語を持続波FMシステムで使われている周波数と区別するものである。図15はこの実施の形態に対する例示的なパルスを示しており、 $T1 = 904$ は、例えば1メガパルス/秒(マイクロ秒のパルス1502(数値1、2、3、4、5、6など)で表されている)で動作している。 $T2 = 910$ が約 $0.85$ マイクロ秒/期間で動作しているものとする(パルス1504参照)、6個のパルス後に、2つが整合し、ほぼ静止する。しかしながら、これ以降、すべてのパルスはずれてしまう。したがって、時間コーディングが比較的狭いウィンドウに限定されていれば(例えば、2ギガヘルツの中心周波数システムで使用されている $4\text{ ns}$ )、2台のトランシーバの互いに対する配置がいかなるものであっても、6個のパルスのうち1個だけが互いに衝突することとなる。実用上、2台の間の繰り返し数の相違は100個のうち1個だけが衝突1506を引き起こすようなものとなる。100個のうちのこの1個を無効とすることができ(上述の例と同様に)、これは受信機に利用できる

電力に再び $1\%$ の低下を引き起こす。

ブランキングは様々な方法で実施できる。離散的論理を使用して、2つの異なるパルス繰り返し数の受信パルスおよび送信パルスが干渉する、あるいは時間的に近づきすぎる時期を判定することができる。(例えば)トリガ信号の1つをゲートすることによって、干渉が回避される。

このFDMAの実施の形態は送信機が100%利用可能であることなどの、パルス・インターリーブの実施の形態の利点のいくつかを有している。パルス・インターリーブの実施の形態は、送信サイクルのかなりの部分の間、送信機をオフにする必要がある。欠点は送信電力の同一の平均値に対して、パルス電力をはるかに高くして、これを埋め合わせなければならないことである。第1の例におけるデューティ・サイクルは33%程度であった。したがって、パルス電力（すなわち、瞬間パルス電力）は66%大きなものにしなければならないであろう。この最後の実施の形態はパルス・インターリーブの利点、すなわち搬送波の100%の利用可能度を共用しているが、送信時にオフにされることはまったくない。しかしながら、受信時には、周期的な自己干渉が、上述の例と同様ブランキングによって処理され、受信電力の利用可能度をわずか1%低下させるが、これは完全に受け入れられる値である。

全2重インパルス無線リンクに対する送信機と受信機間の分離を行うために使用される方法は、従来の無線機が連続搬送波周波数を使用して動作しているため、従来の無線機とは異なるものである。これらの搬送波周波数はきわめて狭帯域のものとなり、それ故、周波数域技法を使用して、送信機を受信機から同じような考え方で分離することができる。低域フィルタを送信機に使用して、スプリアス・エネルギー（にせもののエネルギー）が受信機に進入するのを防止することができる。その受信機は若干高い周波数で動作している。逆に、高域フィルタを使用して、送信機からの電力が受信機に進入するのを除去することができる。この従来のフィルタリングは、しかしながら、送信機と受信機がモノサイクルの同じパルスを使用しているため、インパルス無線システムに効果的に適用することができない。

インパルス無線システムの動作特性はしたがって、異なる分離／フィルタリング手法を必要とする。これを実例を使用して説明することができる。異なる中心周波数を有する2つのモノサイクル・パルスを、図16に示す。長いモノサイクル1602は低い中心周波数を有しており、短いモノサイクル1604は高い中心周波数を有している。これら2つのパルスの中心周波数の相違は約3対1であ

るが、依然かなり重なっている。したがって、この場合においても、フィルタを使用して、アップリンクではある中心周波数 ( $f_{c1}$ ) で、またダウンリンクでは異なる中心周波数 ( $f_{c2}$ ) で動作している送信機と受信機との分離を行うことができる。この実施の形態において、異なる中心周波数が処理動作に使用されていることによって、競合は完全に排除される。

#### A. システム性能に対するディザ・ウィンドウの幅の影響

上述のように、ディザ・ウィンドウはモノサイクルがディザ・コードによって位置決めされたとおりに出現できる期間である。上記の例において、ディザ・ウィンドウの幅は  $5n_s$  である。各ディザ・ウィンドウは  $200n_s$  離されている。それ故、後続のモノサイクルは次のディザ・ウィンドウの何らかの場所に、少なくとも  $200n_s$  遅く発生することができる。フレームが公称インパルス間隔である各フレーム内の比較的狭い時間帯域におけるパルスの競合は、従来のサービスとの干渉の増加、ならびに類似のトランシーバとの干渉の増加に寄与することとなる。干渉の増加は幅の広いディザ・ウィンドウを作成するのが困難なことの望ましくない結果である。問題は長い時間遅延がジッタを低くするのが困難であるということにある。これはコヒーレント通信手法であるから、パルスの効率のよい変換、および低RF電力レベルにおける良好な信号対雑音比には、低いジッタが重要である。

パルス・インターリーブ方式、バースト・インターリーブ方式、およびパルス繰り返し数多重アクセス技法はすべて、小さい時間帯域へのエネルギーのこの集中の3つの結果である。このウィンドウを広げると、システムに対する制約は限度まで少なくなり、フレーム全体をゲインの与えられたモノサイクルの目標とすることができる（すなわち、 $200n_s$  の平均パルス繰り返し率において、パルスはその  $200n_s$  内のどこかに出現できる）。汎用性のためには、ディザ・

ウィンドウの間のオフ時間が短時間なものであることが望ましい。

パルス・インターリーブ、バースト・インターリーブ、CDMAおよび繰り返し数多重アクセス技法において、これらすべてのタイプのインターリーブの違いは、フレーム全体で消失する。これらは互いに区別できない。これは構造が全フ

レーム・ディザによって除去されると、以降のシャフリング (shuffling) がこれをさらにランダムにすることができないからである。さらに、沈黙ギャップがなければ、インターリーブは機能しない。

#### IV. 例示的なトランシーバのハードウェア

##### A. 送信機

インパルス無線通信システムのインパルス無線送信機904または910の好ましい実施の形態を、図17を参照して説明する。

送信機1700は時間ベース(時間軸)1702を備えており、これは時間遅延変調器1706に与えられる周期的なタイミング信号1704を生成する。時間遅延変調器1706は情報源からの情報信号1708によって周期タイミング信号1704を変調して、変調タイミング信号1710を生成する。変調タイミング信号1710はコード時変調器1712に供給され、コード時変調器1712は疑似雑音コードを使用して変調タイミング信号1710をディザ化する。コード時変調器1712は変調され、コード化されたタイミング信号1714を出力段1716に対して出力する。出力段1716は変調され、コード化されたタイミング信号1714をトリガとして使用して、電気的なモノサイクル・パルス(図示せず)を生成する。電気モノサイクル・パルスは送信アンテナ1718へ、これに結合された送信線1720を介して送られる。電気モノサイクル・パルスは送信アンテナ1718によって、伝搬電磁パルス1722に変換される。各種のインパルス無線送信機の詳細な説明は、'973号出願に記載されている。

##### B. 受信機

インパルス無線受信機1701を図17を参照して説明する。インパルス無線受信機(以下、受信機と呼ぶ)1701は伝搬されたインパルス無線信号1724を受信するための受信アンテナ1726を備えている。受信信号は受信アンテナ1726に結合されている受信機伝送線1730によって相互相関器1728に入力される。

受信機1701は復号タイミング変調器/復号源1732と、可調節時間ベース1734も備えている。(可調節時間ベース1734は当技術分野の技術者に

は自明であるような、電圧制御発振器または可変遅延発生器を備えているとすることができる。) 復号タイミング変調器/復号源1732 (以下、復号タイミング変調器と呼ぶ) は伝搬信号1724を送信した関連するインパルス無線送信機 (図示せず) が使用しているPNコードに対応する復号信号1736を生成する。可調節時間ベース1734は、受信信号1724の各パルスにほぼ等しい波形を有するテンプレート信号パルスの列を含んでいる周期タイミング信号1738を生成する。

相互相関器1728によって行われる検波プロセスは、復号信号1736との受信信号1724の相互相関演算を含んでいる。相互相関の時間による統合によって、ベースバンド信号1740が生成される。ベースバンド信号1740は復調器1742によって復調されて、復調された情報 (信号) 1744をもたらす。復調情報信号1744は、受信信号1724を送った送信機の情報信号とほぼ同一のものである。

ベースバンド信号1740は低域フィルタ1746にも入力される。低域フィルタ1746は取得およびロック・コントローラ1750用のエラー信号1748を生成して、可調節時間ベース1734に対してわずかな位相調節を行う。インパルス無線受信機の詳細な説明は'973号出願に記載されている。

図18は本発明のバースト・インターリーブの実施の形態に対するランシーバのブロック図である。送信機バースト・コントローラ1802および受信機バースト・コントローラ1804が、図17の基本アーキテクチャに追加されている。これら2つのコントローラはハードワイヤ制御、またはプログラム制御さ

れて (EEPROMなどを使用して)、上述のバースト・インターリーブ動作にしたがって、それぞれ変調され、コード化されたタイミング信号1714を時間配置するか、あるいは周期タイミング信号1738を時間変調するかする。

本発明のパルス・インターリーブの実施の形態に必要な遅延は、取得およびロック・コントローラ1750によって判定され、与えられる。同様に、他の実施の形態の場合、パルス繰り返し数、ディザ・ウィンドウなどは、例えば、バースト・コントローラ1802、1804および取得およびロック・コントローラ1

750に対してハードワイヤ制御されるか、プログラム制御される。開示されたトランシーバの構成要素／コントローラのその他の制御機構および改変形は、本発明の範囲を逸脱することなく、関連業界の技術者には明白なものであろう。

### C. 時間ハンドオフ

パルス・インターリーブの実施の形態の場合、各受信機は他のトランシーバからのパルスの受信と、それ自体の送信機に対するトリガの間の時間を測定しなければならない（これは従来の回路を使用して達成することができる）。この時間が最小限度（例えば、20 ns）よりも短いことを、あるトランシーバが検出した場合、他のトランシーバに、例えば、現在から2番目のコード・モジュロの最初のパルス時に、その受信タイミングを同期を取って変更するよう通知する（また、第1のトランシーバはその送信タイミングを変更する）。「現在」が基準時点として、第1のトランシーバによって決定される時点である場合、これは同期を取るために第2のトランシーバに通信される（あるいは、第2のトランシーバによって推定される）。

これが可能になるのは、変調を使用して個々のパルスに「タグ」をつけることはできないが（多くのパルスがビットを構成しているため）、モジュロが少なくとも1つのビット全体を符号化するのに十分な長さであり、したがって、これがモジュロ全体の計数のためのトリガとして役立つことができるからである。適正な時間ディザをデコーダに適用するために、コードがパルスの「カウント」を追跡しているので、この方法は同期化のために個々のパルスを間接的に識別すること

とができる。

このプロセスは、例えば、5MPPSの速度で54.86メートル（180フィート）を伝わるたびに発生する最短時間の分離を検出したときに繰り返される。

パルス・インターリーブの動作に対する同期化およびロックを達成する機構は離散論理でよいが、パルス・インターリーブの機能の開示に基づいて、関連分野の技術者に明白なものである、最小限のプログラミングを行ったデジタル信号プロセッサ（DSP）によって容易に実施することができる。

図19は本発明の好ましい実施の形態による、パルス・インターリーブを同期化するためにDSPを使用して実施されるトランシーバの例示的なブロック図を示す。こを示す図は同期化を説明するために、トランシーバを十分詳細に示している。「時間差の測定」というブロック1908を使用して、送信機のトリガ信号1904が受信機のトリガ信号1906に近すぎないかどうかを判定するために、DSP1902を使用する。DSP1902は遅延制御信号1910を遅延ブロック1912へ送って、送信機に与えられる遅延トリガ信号1914を出力することによって、送信機のトリガ信号1904を100ns（例えば）だけ遅延させる。DSP1902はデータによって変調される操作情報(messaging information)1916を出力して、他のトランシーバとの同期化も達成する。アナログ・デジタル(A/D)変換器が1918で示されているが、これはDSPが相互相関器出力をデジタル領域で処理することが必要だからである。

図20はパルス・インターリーブ通信に対して遅延を実施するためのDSP動作の流れ図を示す。コールド・スタート2002から、トランシーバは上述のようにして、ロック2004を取得する。送信パルスと受信パルスの間の時間(t)が、判断ブロック2006で示すように、20ns未満である場合、100nsの遅延が2008において2台のトランシーバの間でネゴシエート(折衝)される。いずれかのトランシーバが必要な遅延を行うため、これをネゴシエーションと呼ぶ。ネゴシエーションは操作情報1916によって実行される。判断ブロック2010で判定されるように、ロックが失われた場合には、

2012に示すように、取得を繰り返さなければならない。

#### D. 差動速度デュプレックス

パルス繰り返し数の実施の形態において、トランシーバを構成する送信機と受信機が2つの異なる速度で動作している場合には、これらが互いに「うなり」を生じるため(すなわち、パルス列のタイミングが送信パルスと受信パルスを周期的に一致させる)、パルスを「インターリーブ」することはできない。

上述の検出器と類似した機構を使用して、最小のパルス分離状態を検出することができる。しかしながら、この信号を異なる方法で用いて、トリガを相関器に



対して無効とするか、あるいは送信機に対して無効とする。いずれの応答も自己干渉を防止するという所望の結果をもたらすが、通信システムに異なるトレードオフをもたらす。

送信機を無効とした場合、これは送信電力を削減し、ブランキング作用によって生じる搬送波中のギャップのため、他のトランシーバが受信する搬送波と干渉する。しかしながら、受信機を代わりに無効とした場合のように、この最小分離ウィンドウ内で生じるパルスを放棄する必要があるため、これは第1のトランシーバに対する受信電力を増やす。

#### V. その他の考慮事項

ここで説明した通信方法は無線（電磁）インパルス波形を使用するのに有用だけでなく、音響信号を使用するのにも有用であることが認められた。後者の手法の原理の相違は（1）動作周波数、および（2）信号の伝送である。

動作周波数は主に数十ヘルツ（例えば、数十ミリ秒の継続期間のパルス）から、最高数百メガヘルツ（例えば、数ナノ秒の継続期間のパルス）の間である。

音響変換器が音響手法では、無線手法に使用されるアンテナの代わりに用いられる。変換器の信号特性は、中心周波数の100%以上の帯域幅の波形（数パーセント超の分散がなく、変換ゲインが良好な）を送信および／または受信できなければならないという点で、無線手法で使用されるアンテナが必要とする進

行特性と同様なものである。変換器はペンシルバニア州バーリ ホーグ(Valley Forge)のペンワルト社(Pennwalt Corporation)が供給しているキナール フィルム(Kynar Film)という材料で作成することができる。このタイプで作成される変換器の形状(geometry)は、関連業界の技術者には明らかであろう。

#### VI. 結論

本発明の各種の実施の形態を上記で説明してきたが、これらが例として提示されたものであり、限定のためのものではないことを理解すべきである。関連業界の技術者には、本発明の精神および範囲を逸脱することなく、形状および細部において各種の変更を行えることが明らかであろう。それ故、本発明は上記の例示的な実施の形態のいずれかによって限定されるべきものではなく、以下の請求の

範囲およびその同等物によってのみ定義されるべきものである。上記で引用したすべての特許文献および刊行物は、参照することによって本明細書の一部となるものである。

【図1】

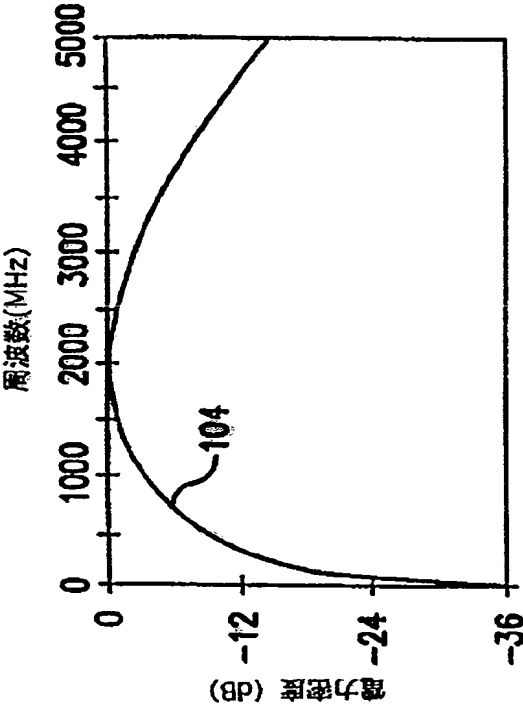


FIG.1B

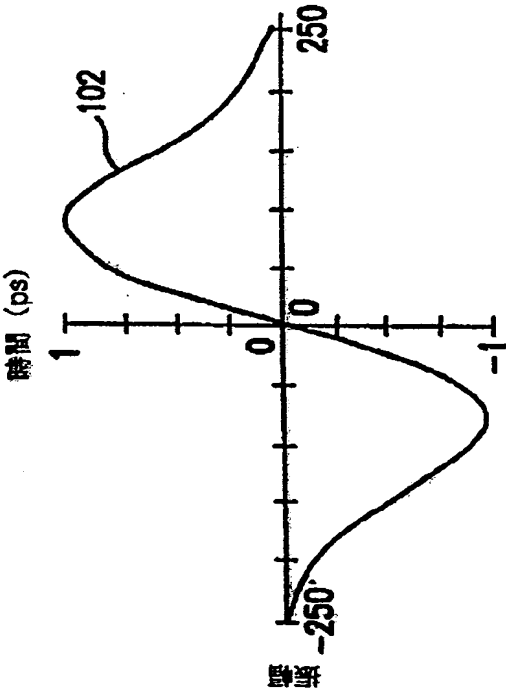


FIG.1A

【図 2】

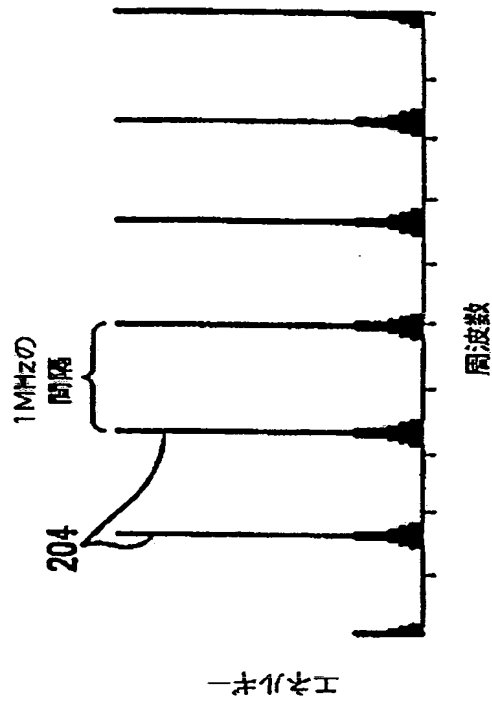


FIG.2B

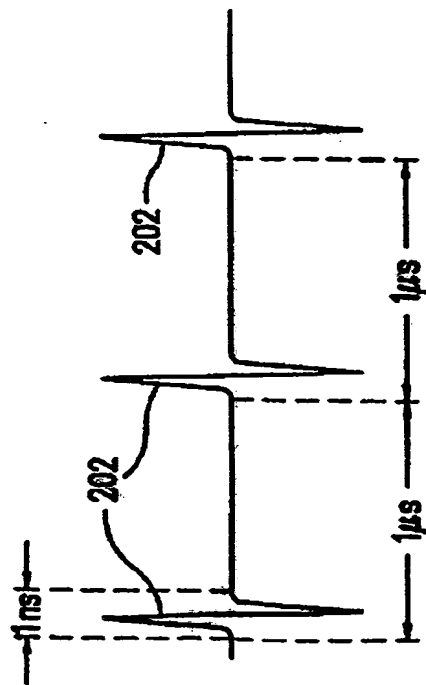


FIG.2A



【図5】

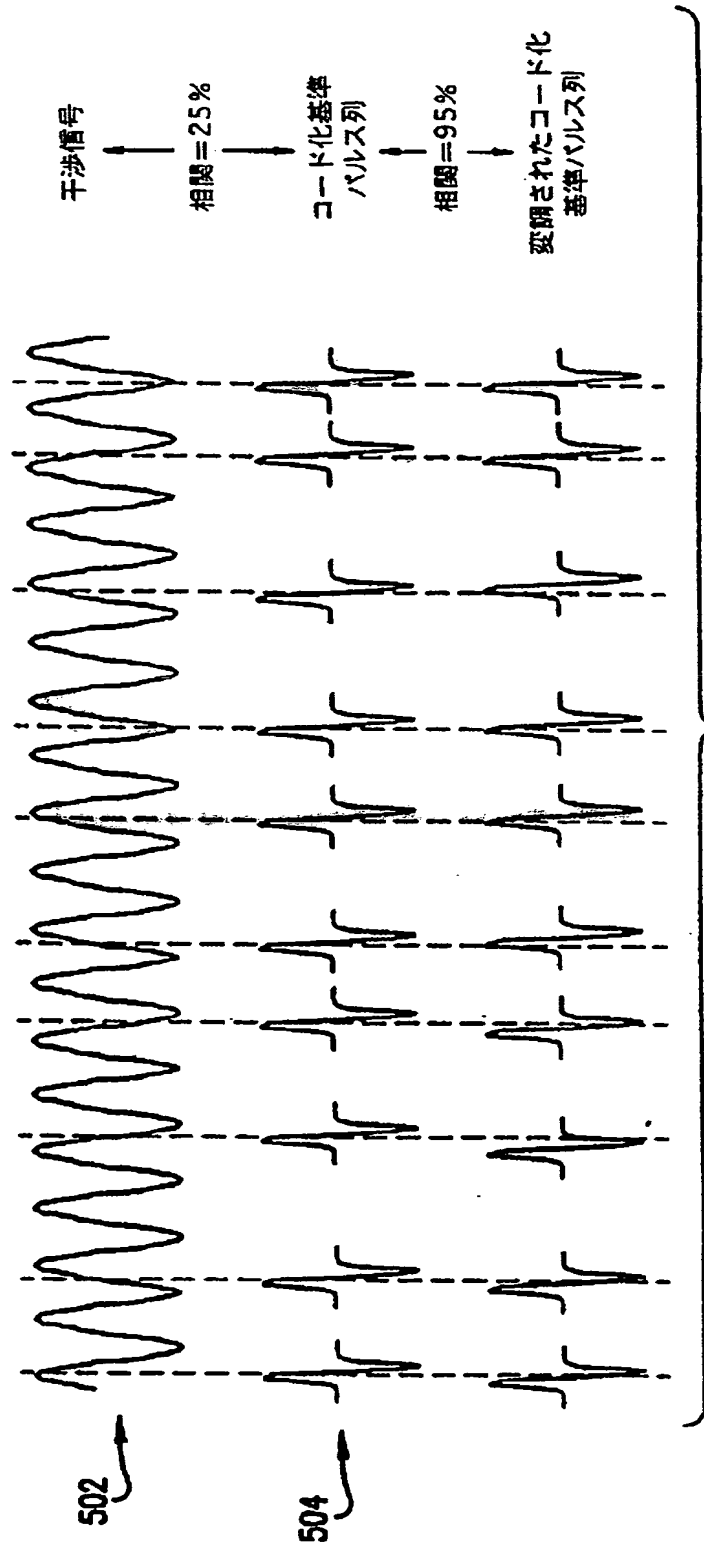
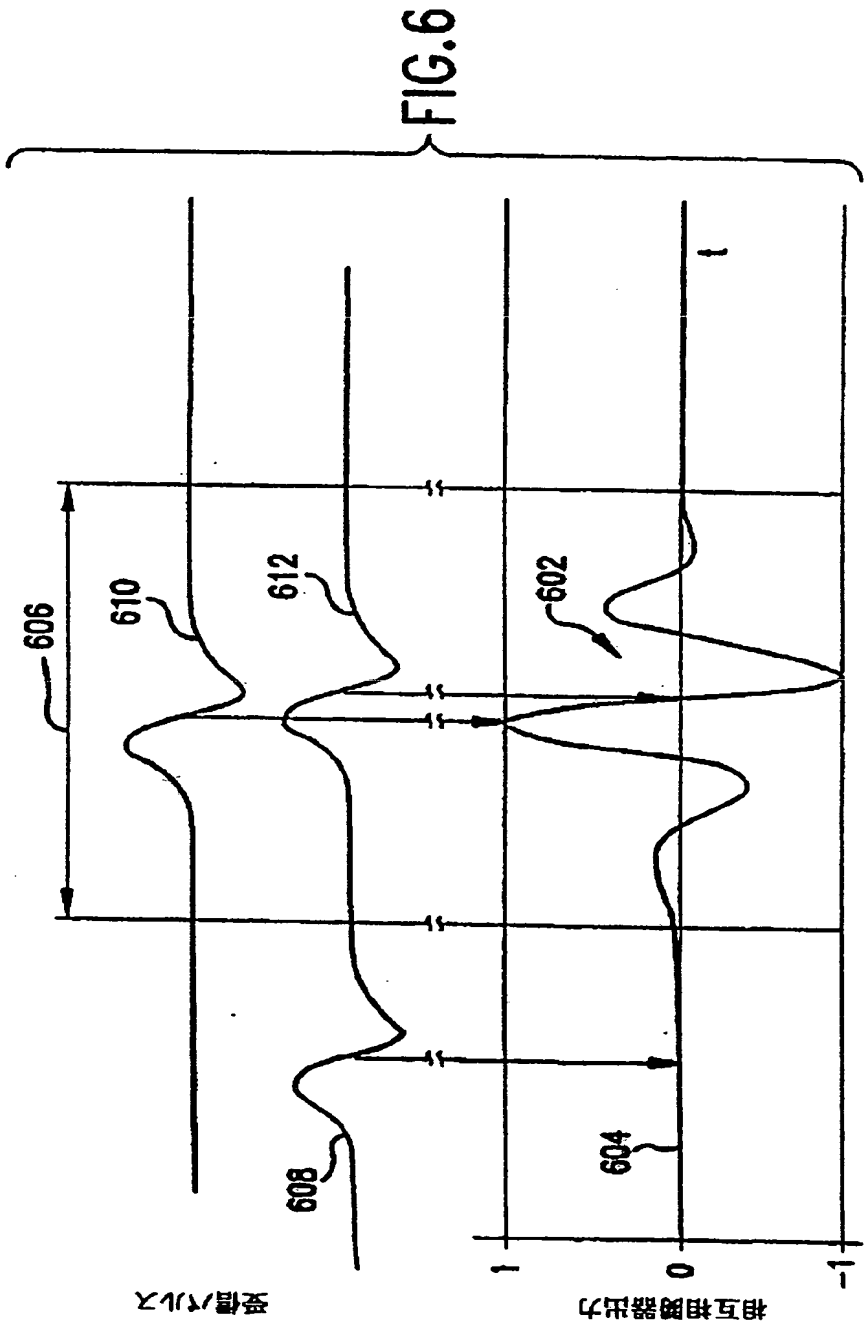


FIG.5

【図6】



【図 7】

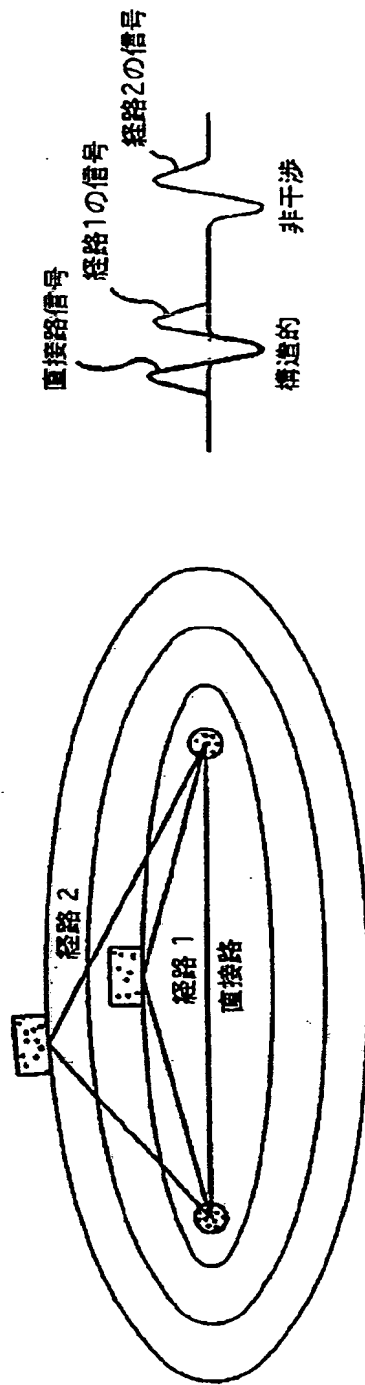


FIG. 7



【図8】

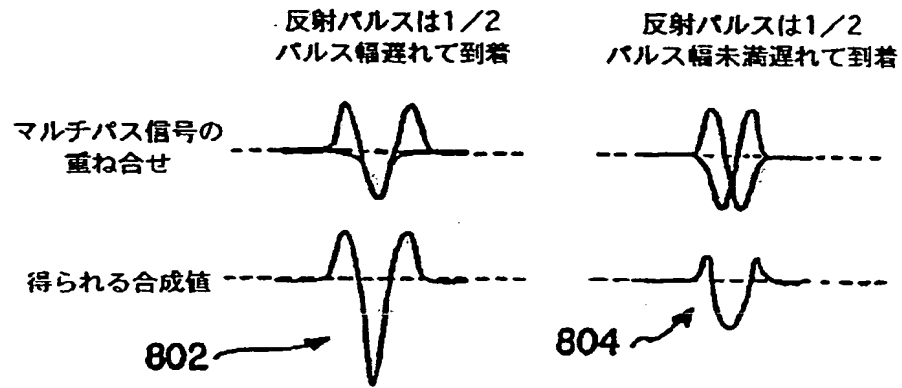


FIG. 8

【図9】

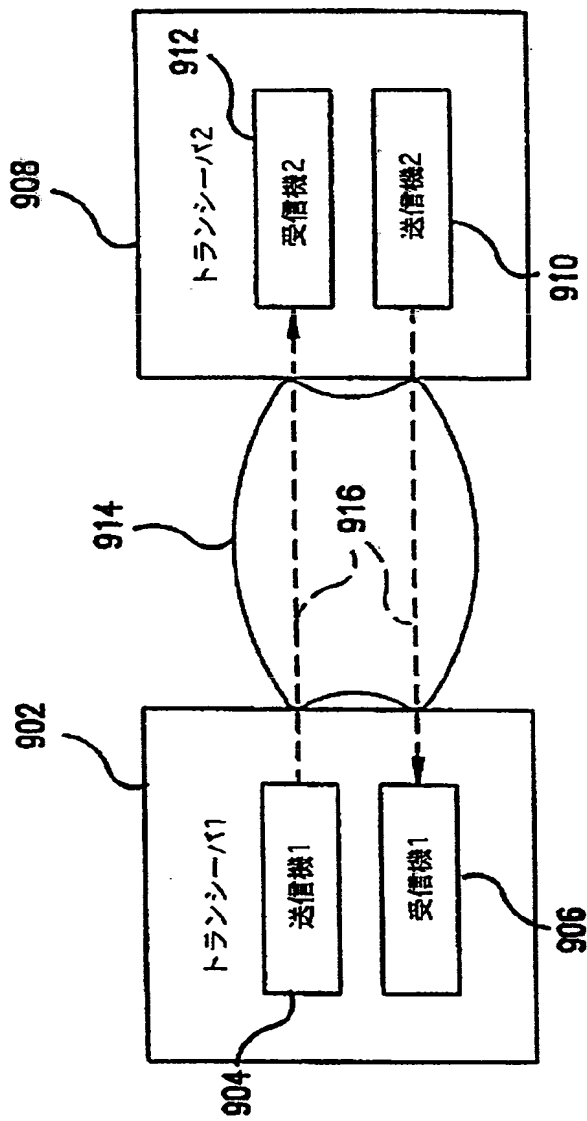
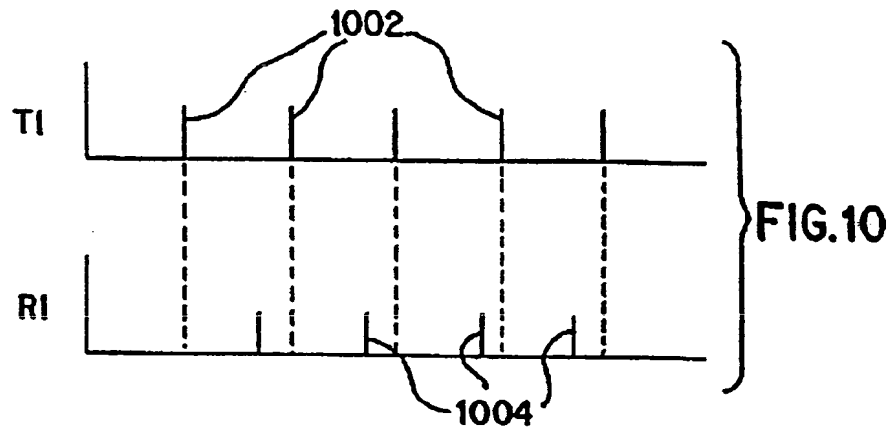
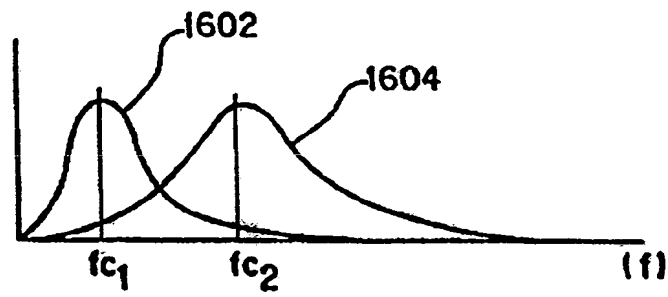


FIG.9

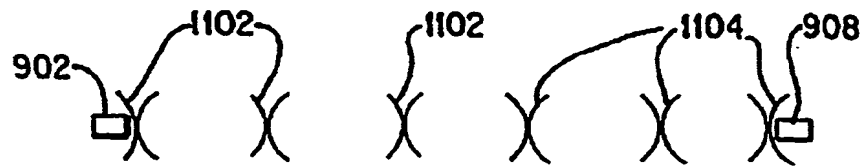
【图10】



【图16】



【图11】



【図12】

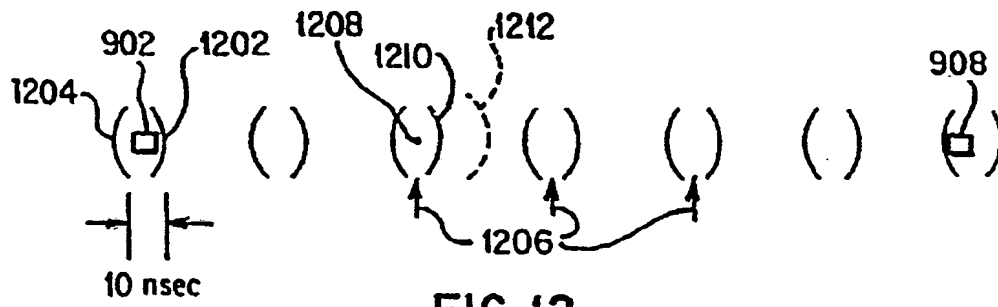


FIG. 12

【図15】

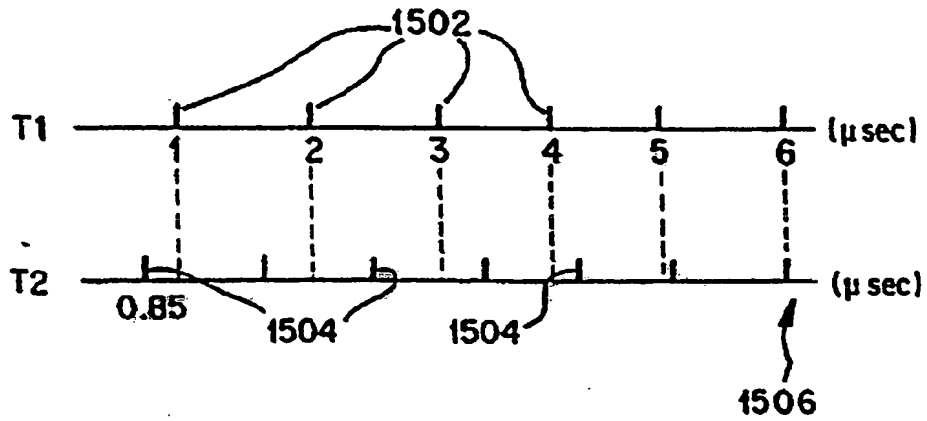
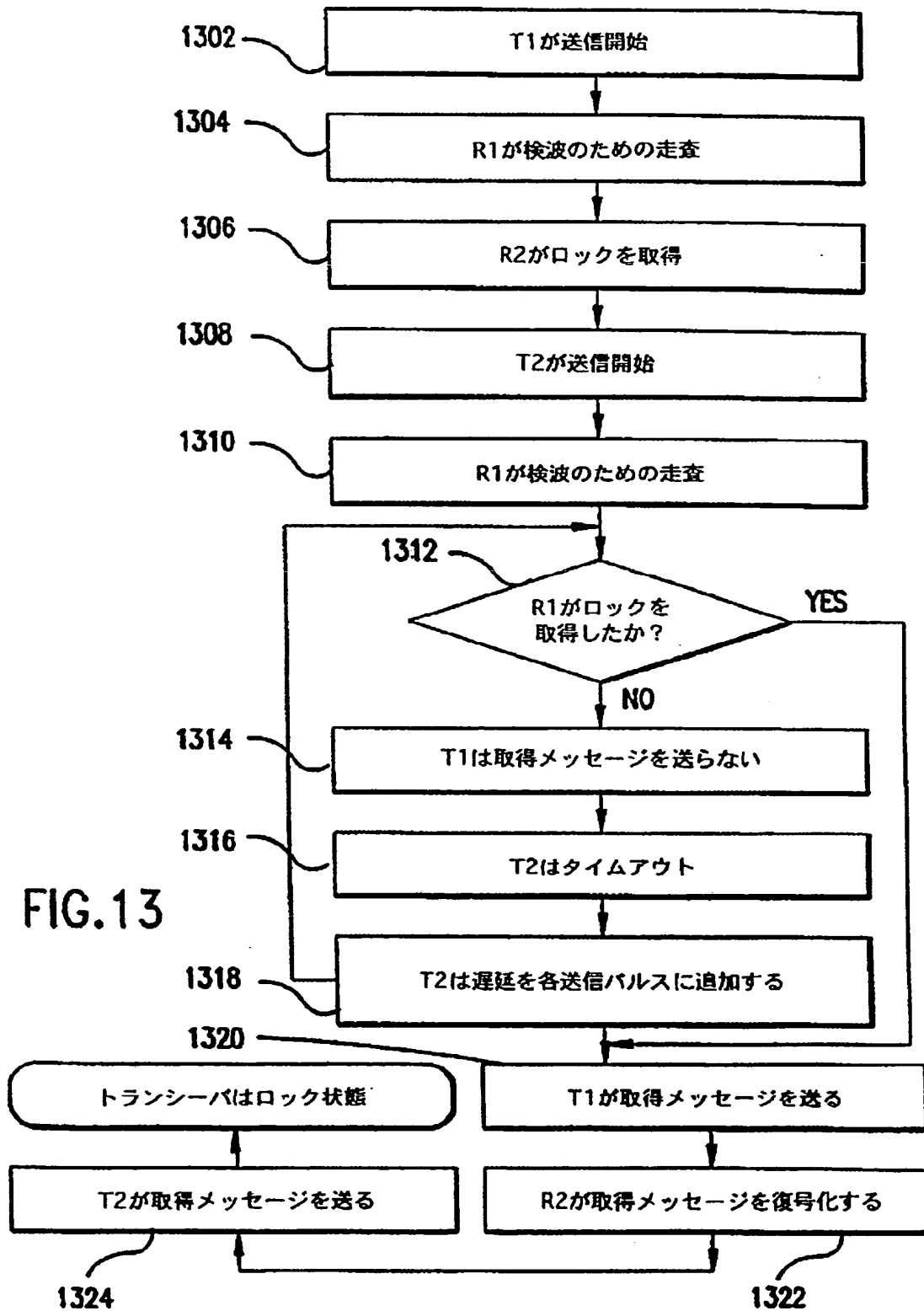


FIG. 15

【図13】



【図14】

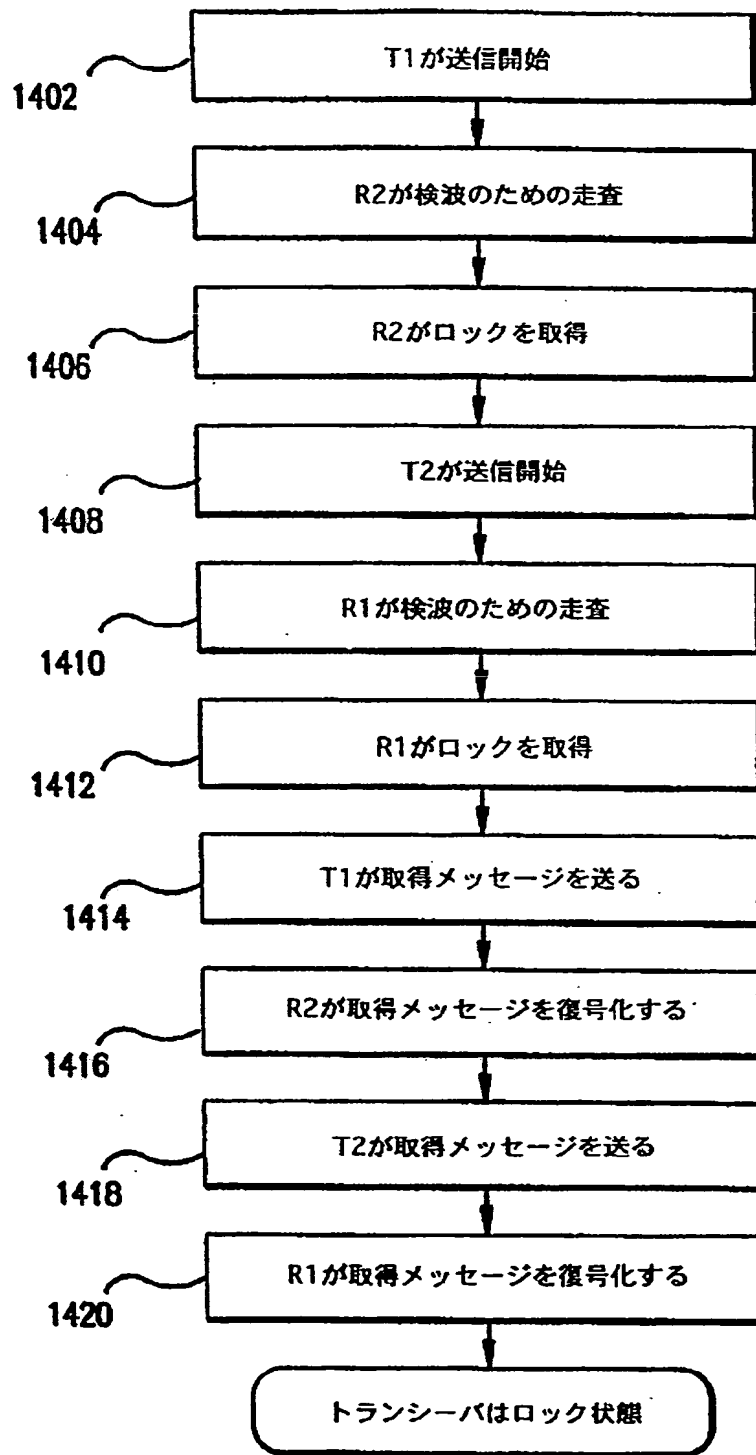


FIG.14

【図17】

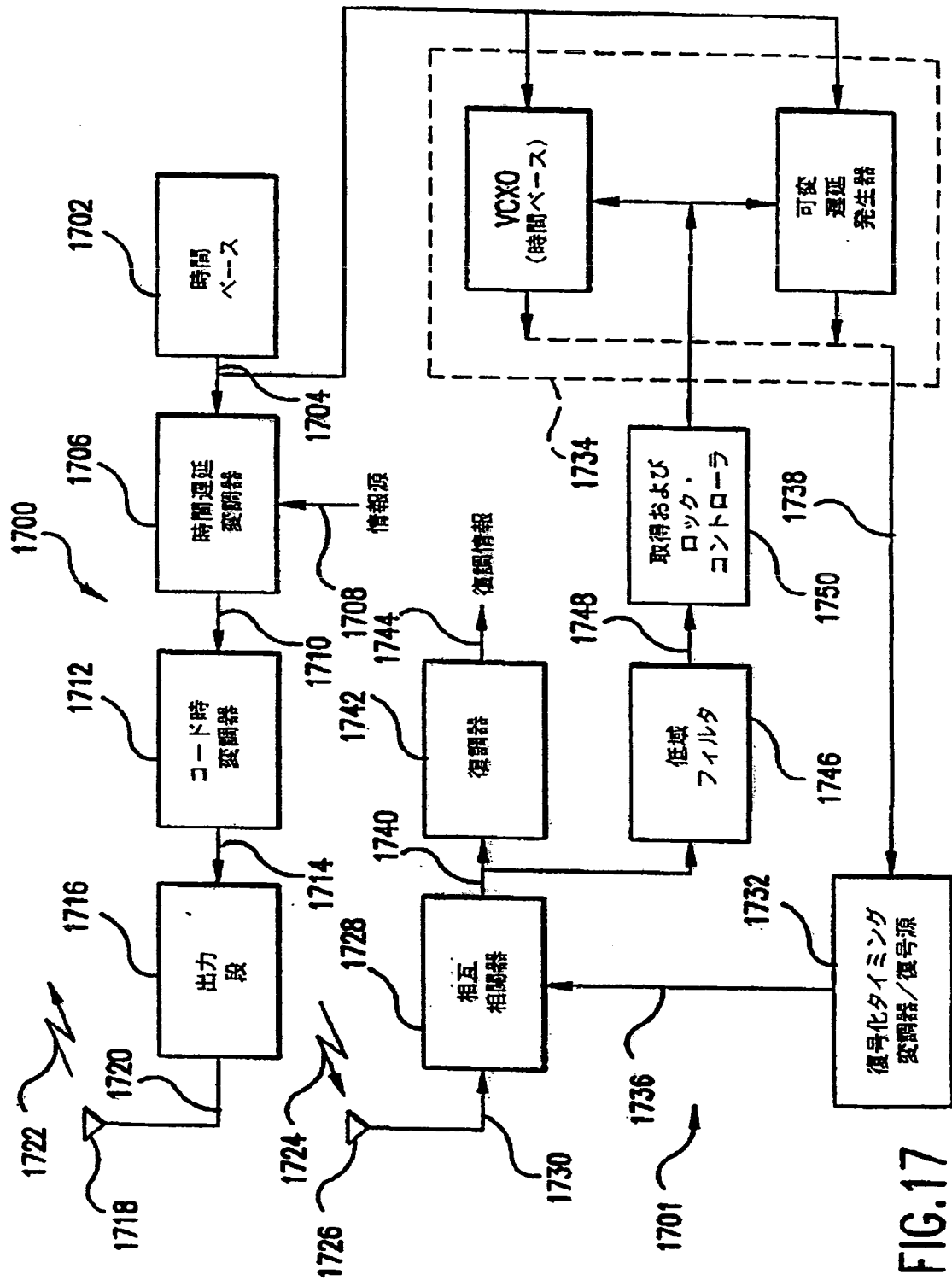


FIG.17

【図18】

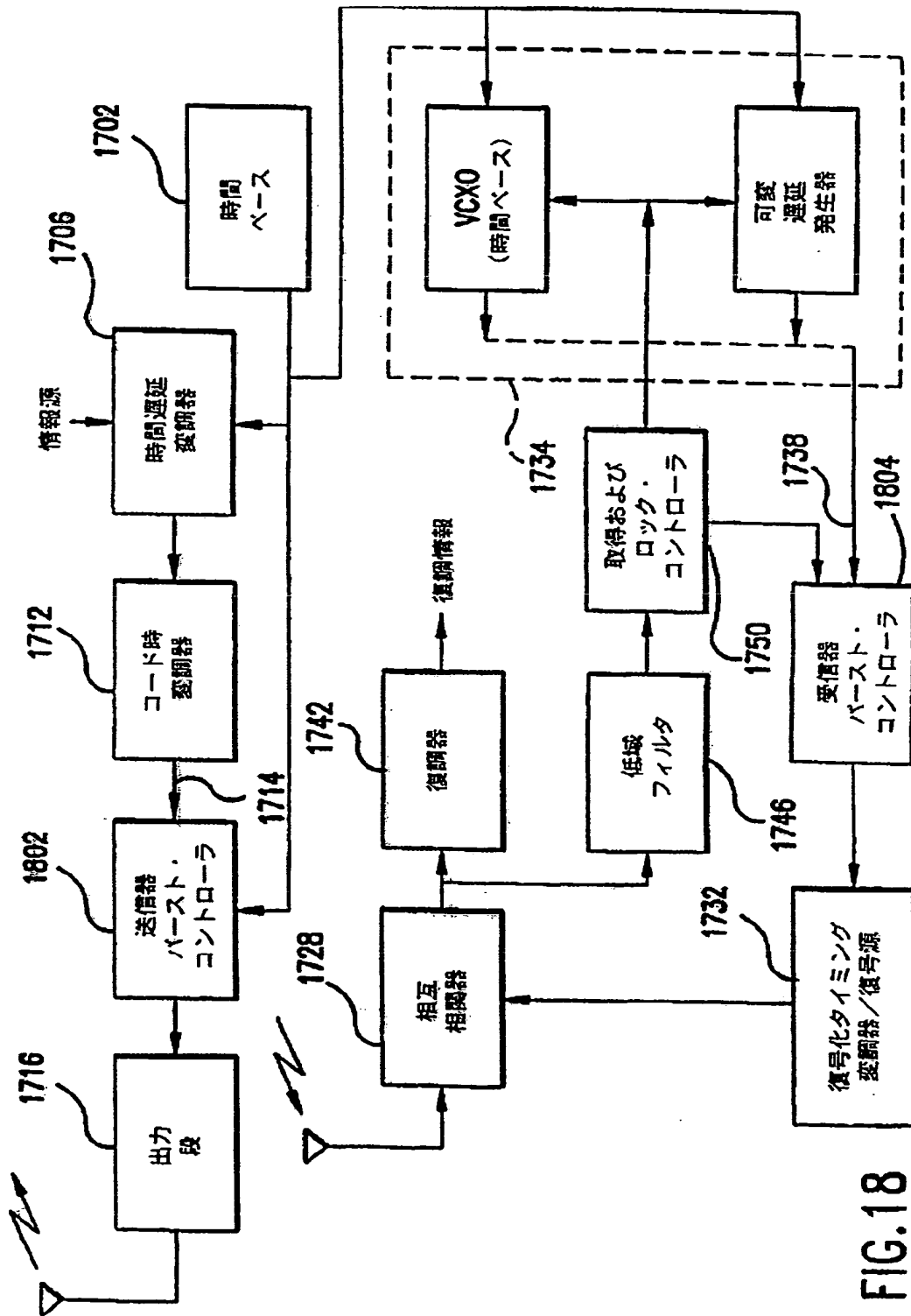
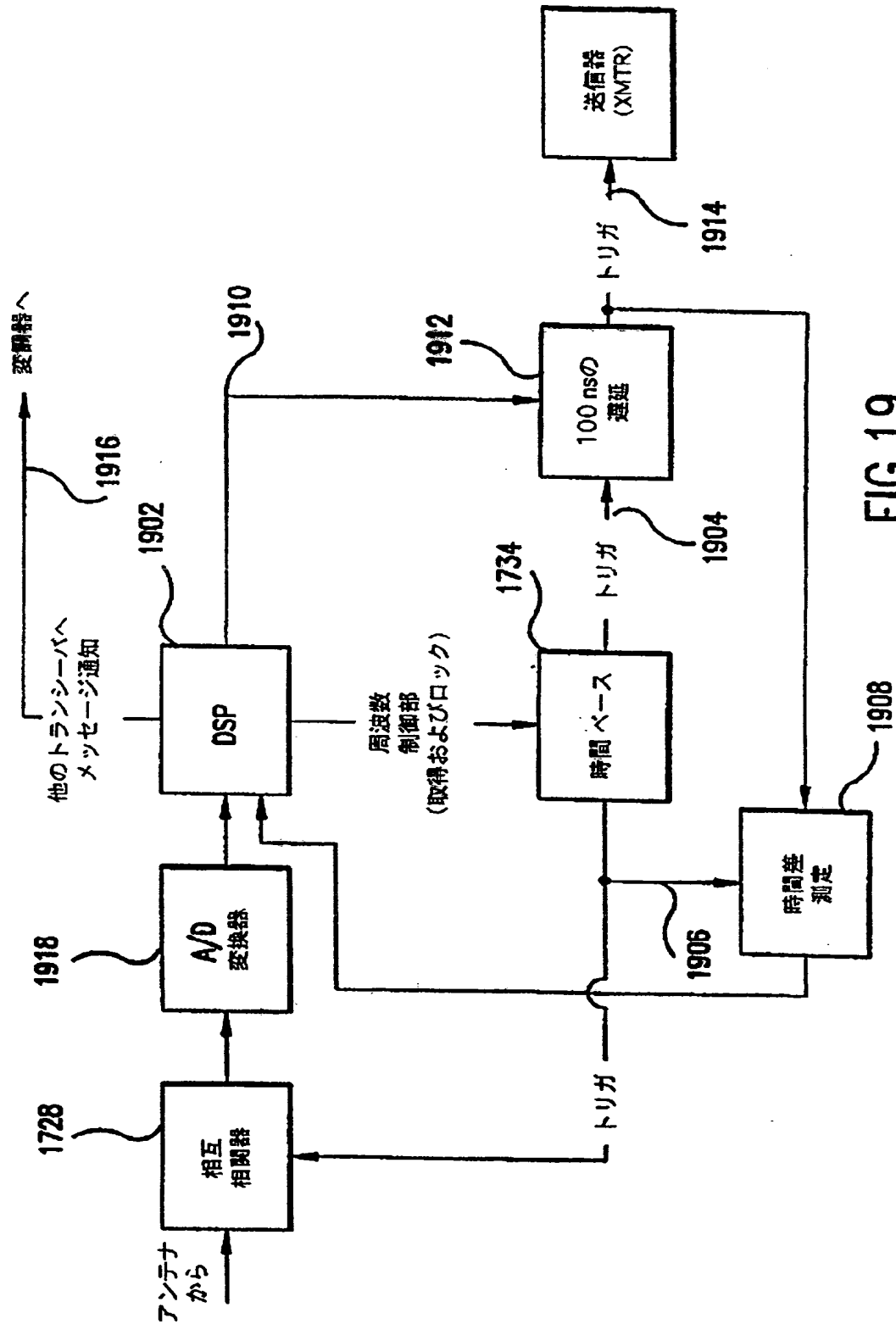


FIG.18



**FIG. 19**



【図20】

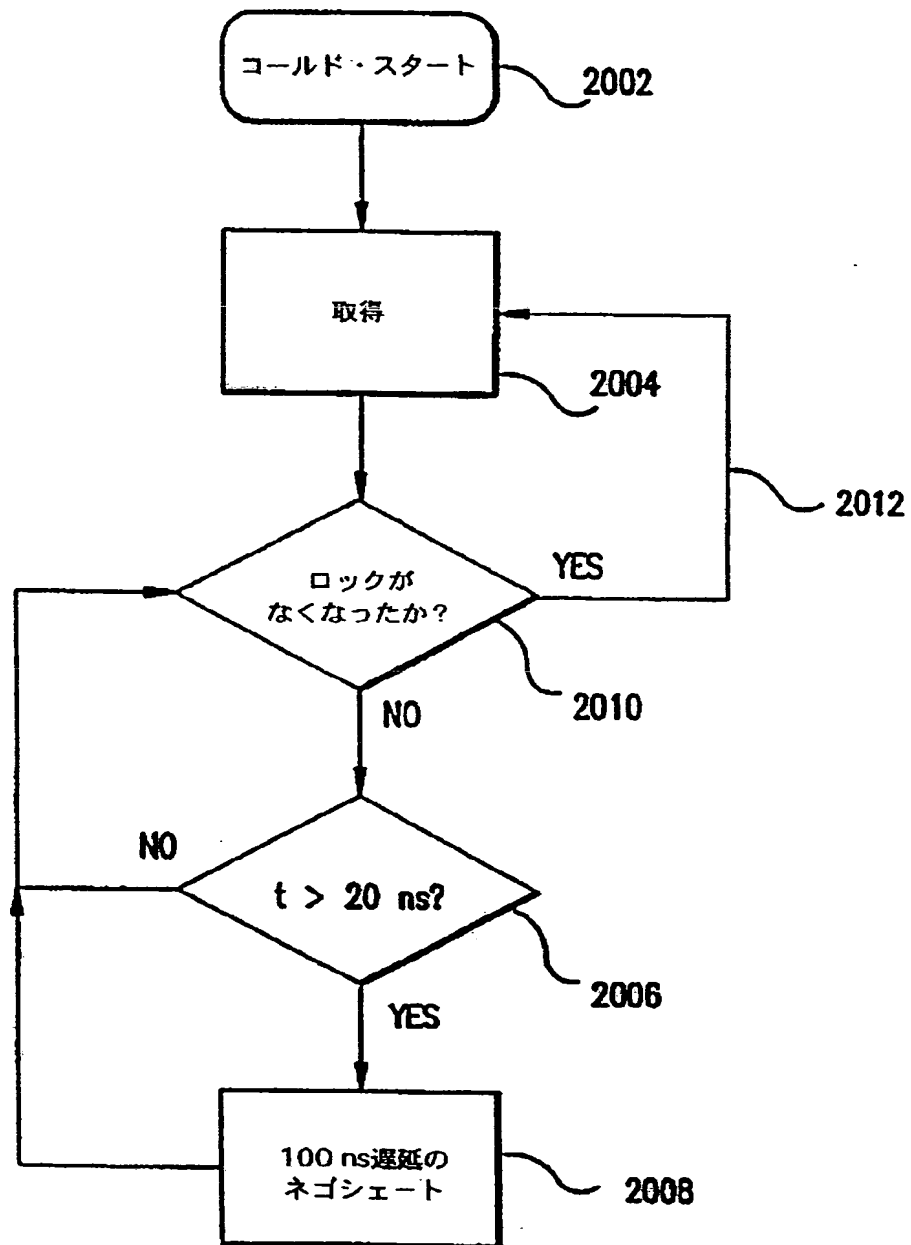


FIG.20

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Form PCT/SA-210 (revised 10/01) (July 1992)

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Insert if Application No  
PCT/US 96/06217

C(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	GB,A,2 229 055 (FULLERTON) 12 September 1990 see page 1, paragraph 1 see page 4, line 9 - page 5, line 20 see page 25, line 18 - line 25 ---	2,5,6,15
A	JOURNAL OF THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, vol. 94, no. 13, 1947, STEVENAGE (GB), pages 528-532, XP002010451 MCGUIRE ET AL.: "A COMMON-WAVE DUPLEX PULSE-COMMUNICATION SYSTEM" see page 529, left-hand column, paragraph 2 - right-hand column, line 10 ---	4,8
A	DE,A,28 16 353 (PRAKLA-SEISMOS) 25 October 1979  see page 5, paragraph 3 see page 6, line 7 - line 11 -----	10,12, 14,16, 18,20

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Continuation of patent family members

International Application No  
PCT/US 96/06217

Parent document cited in search report	Publication date	Parent family member(s)	Publication date
US-A-3866230	11-02-75	AU-B- 6599274	28-08-75
		CA-A- 989484	18-05-76
		DE-A- 2403798	12-09-74
		FR-A, B 2220115	27-09-74
		GB-A- 1453798	27-10-76
		JP-A- 49120510	18-11-74
FR-A-962130	02-06-50	NONE	
GB-A-2229055	12-09-90	NONE	
DE-A-2816353	25-10-79	NONE	

---

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, L, U, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(KE, LS, MW, SD, S, Z, UG), UA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU, AZ, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, I, S, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, S, D, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN